radio fernsehen elektronik

12

1980

VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN
INDEX 33 103
ISSN 0033 – 7900
DEZEMBERHEFT
29. JAHRGANG
EVP 3,80 MARK

Mit Poster

Farbfernsehempfänger Colortron und Colorett

Zweikanaloszilloskop EO 213

Leipziger Herbstmesse 1980

Bücher für Sie

aus dem VEB VERLAG TECHNIK Berlin

Analoge Schaltungen und Schaltkreise

Reihe Elektronische Festkörperbauelemente

Von M. Seifart

432 Seiten, 304 Bilder, 45 Tafeln
Leinen 30,– Mark
Bestellnummer 552 729 5

Der Autor dieses Lehrbuches hat es sich zur Aufgabe gemacht, eine Übersicht über die wichtigsten analogen Schaltungen mit diskreten Bauelementen und integrierten Schaltungen sowie ihre Kennwerte und ihre Anwendung zu vermitteln. Ein weiterer Band wird sich mit den digitalen Schaltungen befassen.
Das Buch unterscheidet sich von anderen Veröffentlichungen ähnlicher Thematik vor allem durch seine ausgezeichnete Methodik. Sie verrät den erfahrenen Hochschullehrer. Es geht dem Autor immer wieder darum, durch betont physikalische Betrachtungsweise einen schnellen Überblick über die Wirkunsweise der Schaltung und eine „Einsicht" in ihr Wesen zu vermitteln. Dabei kommt die Praxis keineswegs zu kurz. Die zahlreichen Beispiele und Aufgaben wurden so gewählt, daß sie den in der Praxis üblichen Arbeitsmethoden entsprechen. Der Autor kennt als industrieerfahrener Praktiker die Bedeutung des ingenieurmäßigen Denkens, zu dem die Studenten erzogen werden müssen.
Inhalt, methodische Darstellung und pädagogische Durchdringung weisen dieses Buch als Lehrbuch aus. Daß es sich darüber hinaus wegen der Vollständigkeit des dargebotenen Stoffes und seiner Praxisbezogenheit hervorragend als Arbeitsbuch und Nachschlagewerk eignet, ist sicher kein Nachteil. Gerade der Schaltkreis und die durch ihn entstandenen neuen Denkgewohnheiten zwingen manchen berufserfahrenen „klassischen Schaltungstechniker" wieder auf die Schulbank; hierbei wird ihm dieses Buch ein guter Helfer sein.

RFT-Service Rundfunkempfänger

Von H. Klemm

252 Seiten, 319 Bilder, 53 Tafeln
Kunstleder 24,– Mark
Bestellnummer 552 725 2

Der Autor behandelt systematisch die einzelnen Funktionsstufen der Rundfunkempfänger. Hierbei wird dem Leser kein „Fehlerbehebungs-Kochrezept" vermittelt, sondern praxiswirksame Methoden zur Fehlersuche und -behebung. Diese Methoden gestatten eine rationelle Fehlereinkreisung und eine qualitätsgerechte Wiederherstellung der Geräteparameter bei der Reparatur. Zu diesem Zweck erklärt der Autor bei jeder Funktionsstufe zunächst die Aufgabe dieser Stufe und zeigt einige technische Lösungsmöglichkeiten aus der Praxis, um dann auf dieser Grundlage seine Methoden zur Fehlersuche entwickeln zu können. Wenn der Autor bei dieser Konzeption auch gezwungen war, allgemeingültige Methoden zur Fehlersuche darzulegen, so ist es ihm dennoch gelungen, in seinen Beispielen praxisnahe Bezüge herzustellen, indem er bei seiner Bildauswahl auf Schaltungen bekannter Gerätetypen zurückgriff.

Rundfunkempfang im Auto

Von E. Spindler

3., stark bearbeitete Auflage
140 Seiten, 129 Bilder, 8 Tafeln, 5 Beilagen
Pappband 12,– Mark
Bestellnummer 552 747 1

Das Buch soll vorrangig dem fachlich nicht vorbelasteten Leser Kenntnisse darüber vermitteln, wie man zweckmäßig Geräte der Unterhaltungselektronik im Pkw unterbringt und betreibt. Darüber hinaus werden wichtige Hinweise zur Wahl einer geeigneten Antenne und zu Entstörungsproblemen beim Kfz gegeben.
In der 3. Auflage wurde der Abschnitt „Rundfunk- und Fernsehempfänger für das Auto" vollkommen neu gestaltet und durch Unterabschnitte über die moderne Kassetten- und Verkehrsfunktechnik ergänzt. Neu aufgenommen wurde ein Abschnitt über das Betreiben von Geräten der Unterhaltungselektronik in Campingwohnwagen.

Schaltungstechnik in Kassettenrecordern

Reihe Informationselektronik

Von Ch. Scholz und J. Pohl

132 Seiten, 87 Bilder, 17 Tafeln
Broschur 10,– Mark
Bestellnummer 552 723 6
(I. Quartal 1981)

In der Broschüre wird die Schaltungstechnik von Kassettenrecordern vorgestellt. Letztere haben besonders in letzter Zeit als ein Gebiet der Unterhaltungselektronik einen großen Aufschwung erfahren und weisen deshalb gegenüber den klassischen Magnettonbandgeräten mit Spulenbetrieb sowohl in konstruktiver als auch in schaltungstechnischer Hinsicht erhebliche Fortschritte auf. Ihr hoher technischer Stand hat sich zwangsläufig aus folgenden Problemstellungen ergeben: In konstruktiver Hinsicht mußten für die erforderlichen, weitaus geringeren Abmessungen der Kassettengeräte neue Lösungen gefunden werden. Aber auch auf der schaltungstechnischen Ebene suchte man nach neuen Lösungen, um die Kassettenrecorder in qualitätsmäßiger Hinsicht (HiFi-Qualität) gleichberechtigt neben den klassischen Spulengeräten bestehen lassen zu können. Allerdings war es wegen der geringen Abspielgeschwindigkeit der Kassettengeräte sehr schwierig, diese hohe Qualität zu erreichen. Die geringe Abspielgeschwindigkeit aber mußte wiederum beibehalten werden, um – wegen der geringen Bandlänge einer Kassette – eine akzeptable Spieldauer erreichen zu können. In der Lösung all dieser Probleme repräsentiert sich der heutige hohe technische Stand der Kassettenrecorder, den auch die Broschüre vermittelt.
Neben den unbedingt zum Aufbau eines Kassettenrecorders erforderlichen Funktionsstufen, wie Aufzeichnungs- und Wiedergabeverstärker, Vormagnetisierungs- und Löschgenerator sowie das Band-Kopf-System, wird den Systemen zur Rauschunterdrückung besondere Aufmerksamkeit gewidmet, da sie entscheidend die Qualität einer Aufzeichnung verbessern. Für die Praxis werden die grundlegenden Einstell- und Servicehinweise für Kassettenrecorder nützlich sein.

Mikrorechner

Wirkungsweise · Programmierung · Applikation

Von W. Schwarz, G. Meyer und D. Eckhardt

360 Seiten, 301 Bilder, 10 Tafeln
Kunstleder 32,– Mark
Bestellnummer 552 740 4

Für den Anwender besteht ein entscheidendes Problem, nämlich den Mikrorechner entsprechend dem konkreten Anwendungsfall in sein vorhandenes Gerätesystem zu integrieren, ihn also hard- und softwaremäßig dem spezifischen Problem anzupassen. Das aktuelle und in stürmischer Entwicklung begriffene Gebiet der Mikrorechnertechnik baut auf den Grundlagen der klassischen Rechentechnik auf und entwickelt dabei eine eigene Spezifik. Beides in ausgewogenem Verhältnis darzustellen, ist das Anliegen dieses Buches. Dabei werden, ausgehend von allgemeinen Grundlagen, die Geräte- und Programmkonfigurierung bei Mikrorechnern zunächst in getrennten Abschnitten unter Beachtung der bestehenden Querverbindungen dargelegt. In einem umfangreichen applikativen Abschnitt werden wichtige Teilprobleme, die Bestandteil zahlreicher Steuerungs- und Verarbeitungsaufgaben sind, algorithmisch aufbereitet und in der Einheit von geräte- und programmtechnischer Lösung demonstriert.
Das Buch stellt insbesondere funktionelle und programmtechnische Aspekte in den Vordergund und wendet sich damit an alle, die sich mit der Einsatzvorbereitung und dem Einsatz von Mikrorechnern beschäftigen oder sich in diese Problematik einarbeiten wollen. Es soll vor allem den schaltungstechnisch orientierten Elektroniker in die Lage versetzen, Mikrorechnerlösungen für seine spezifischen Probleme zu erarbeiten. Die Ausführlichkeit der Darstellung und die praxisverbundene Behandlung der wesentlichen Fragen der Mikrorechnertechnik machen dieses Buch zu einem wertvollen Arbeitsmittel.

Mikroprozessorsysteme

Von A. Jugel

2., bearbeitete Auflage
224 Seiten, 100 Bilder, 27 Tafeln
Pappband 20,– Mark
Bestellnummer 552 847 4

Auf Grund der volkswirtschaftlichen Bedeutung und zu erwartenden breiten Anwendung sowie der dynamischen Entwicklung der Mikoprozessoren ist es besonders zu begrüßen, daß die zweite Auflage des Buches überarbeitet und modernisiert worden ist.
Ausgehend von der Entwicklung und Einteilung mikroelektronischer Schaltkreise sowie der Stellung der Mikroprozessoren im Schaltkreissortiment wird dem Leser ein ausführlicher Überblick über die Wirkungsweise von Mikroprozessoren vermittelt. Den Schwerpunkt des Buches bilden Aufgaben, Aufbau und das funktionelle Zusammenwirken der Hardwarekomponenten von Mikroprozessorsystemen in Verbindung mit der Befehlsabarbeitung. Die kurze Einführung in die Programmierung von Mikroprozessoren soll hauptsächlich den Anwendern den Zusammenhang zwischen Hardware und Software verdeutlichen.
Die wesentlichen Änderungen betreffen vor allem die Abschnitte 3 bis 6., die den modernen Mikroprozessor ausführlich beschreiben. Neu eingefügte Wiederholungsfragen am Ende eines jeden Abschnitts vertiefen die anwendungsbezogene Darstellung.
Das Buch ist für den Anwender geschrieben worden. Es soll als Entscheidungsgrundlage für die Einsatzmöglichkeiten des Mikrorechners, für die Wahl des Rechnertyps und für die Einsatzvorbereitung eines Mikroprozessorsystems dienen. Für Studenten wird das Buch beim Studium und zur Weiterbildung nützlich sein.

Grundlagen der Konstruktion

Lehrbuch für Elektroingenieure

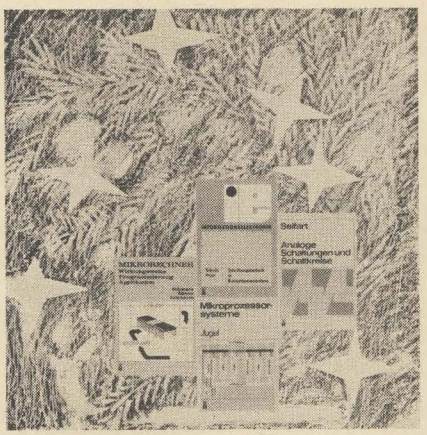
Elektronik · Elektrotechnik · Gerätetechnik

Von W. Krause

284 Seiten, 321 Bilder, 61 Tafeln
Ganzleinen 20,– Mark
Bestellnummer 552 843 1

Auf den Gebieten der Elektrotechnik, Elektronik und Gerätetechnik müssen sowohl Ingenieure für Technische Kybernetik und Automatisierungstechnik, Elektrotechnik, Informationstechnik, elektronische Bauelemente und Informationsverarbeitung als auch Betriebswirtschaftler, Arbeitswissenschaftler und Berufspädagogen ebenso wie die Konstrukteure und Technologen selbst bereits im Studium eine vertiefte Konstruktionsausbildung erhalten. Sie befähigt dazu, Maschinen, Geräte und Anlagen schnell erfassen und diese mit entwickeln, aufbauen sowie anwenden zu können.
Das vorliegende Buch will den Studierenden im Direkt- und Fernstudium an Universitäten, Hoch- und Fachschulen die Grundlagen der Konstruktion vermitteln. Zugleich ist es für den in der Praxis tätigen Ingenieur auf Grund der übersichtlichen und z. T. katalogartig aufbereiteten, durch zahlreiche Bilder und Tafeln ergänzten Darstellung des Stoffes als Nachschlagewerk und zum schnellen Auffrischen erworbener Kenntnisse gut geeignet.
Das Buch entspricht den zentralen Lehrprogrammen des Grundstudiums für die Konstruktionsausbildung im Elektroingenieurwesen. Allen Abschnitten des Buches sind außerdem beispielhafte Konstruktionsaufgaben beigefügt, die dem besseren Verständnis des Stoffes dienen, zugleich aber auch zum schöpferischen Auffinden neuer Lösungen anregen sollen.

Titelbild



Nähere Angaben zu diesen und anderen Sie sicher interessierenden Büchern aus unserem Verlag finden Sie auf der zweiten Umschlagseite

Titelgestaltung: G. Henkel

In diesem Heft

Anwendung der IS A 902 D in TTL-Schaltungen	751
Ersatzschaltungen für elektrisch kurze Leitungen	755
Untersuchung des Eigenrauschens von Operationsverstärkern	758
Thermische Kennwerte von Transistoren, Teil 2 und Schluß	759
Schaltung zur Erzeugung steiler Stromimpulse	764
Vierquadrantenmultiplizierer mit B 222	766
NF-Gegentaktendstufen und ihr Emitterwiderstand	767
Fotoelektrische Schalter	769
MODERNE STROMVERSORGUNGSTECHNIK, Teil 12 und Schluß	771
FÜR DEN SERVICE Farbfernsehempfänger Raduga 730, Teil 2 und Schluß	775
POSTER: Elektronik im täglichen Leben	779
HALBLEITERINFORMATIONEN 170, 171 Statischer Festwertspeicher U 551 D TTL-MIS-Treiber D 461 D	 787 789
Leipziger Herbstmesse 1980	791
Farbfernsehempfänger Colortron und Colorett	795
Zweikanaloszilloskop EO 213	798
Steuereinheit für die Darstellung von Prozeßdaten auf dem Sichtgerät ANA	803
Digital ansteuerbarer Thyristorsteller mit geringer Störstrahlung	807
Zu einigen Tendenzen mikroelektronischer Bauelemente	808
Wir lernten kennen: Herrenarmbanduhr Kaliber 22	809

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Stereosteuergerät Rema Cornet 840 HiFi
- Mikrorechentechnik bei der Rationalisierung eines metallurgischen Prozesses
- Stand & Tendenzen Halbleiterelektronik
- Mehrphasige Ansteuergeräte mit U 706 D
- Berechnung des Frequenzganges von elektrischen Netzwerken mit programmierbaren Taschen- und Tischrechnern
- Stromversorgungsgerät mit Operationsverstärkern

СОДЕРЖАНИЕ

Применение ИС А 902 D в ТТЛ-схемах 751

Эквивалентная схема для коротких электрических линий 755

Исследование собственного шума операционных усилителей 758

Температурные характеристики транзисторов, ч. 2ая и окончание 759

Схема для создания крутых импульсов тока 764

Четырех-квадрантный умножитель на основе ИС В 222 766

Нч-двухтактные оконечные каскады и их эмиттерное сопротивление 767

Фотоэлектрические переключатели 769

Современная техника питания, ч. 12ая и окончание 771

Для сервиса 775

ПОСТЕР 779

Информации о полупроводниках 170, 171 787

Лейпцигская осенняя ярмарка 1980 года 791

Цветные телевизоры Colortron и Colorett 795

Двухканальный осциллоскоп ЕО 213 798

Система управления для индикации данных на дисплей ANA 803

Исполнительное звено на тиристорах с цифровым управлением с малым излучением помех 807

К некоторым тенденциям микроэлектронных элементов 808

Познакомтесь: Кварцевые часы Kaliber 22 809

OBSAH

Použití i. o. A 902 D v zapojeních s obvody TTL 751

Náhradní obvod pro elektricky krátká vedení 755

Vlastní šum u operačních zesilovačů 758

Tepelné charakteristické hodnoty tranzistorů, díl druhý a dokončení 759

Obvod pro výrobu strmých impulsů 764

Čtyřkvandrantový multiplikátor s i. o. B 222 766

Nízkofrekvenční dvojčinné koncové stupně a jejich emitorový odpor 767

Fotoelektrické spínače 769

Moderní napájecí zdroje 12 a dokončení 771

Pro servis 775

POSTER 779

Informace o polovodičových součástkách 170, 171 787

Lipský podzimni veletrh 1980 791

Barevné televizní přijímače Colortron a Colorett 795

Dvoukanálový oscilograf EO 213 798

Řídicí jednotka pro zobrazení provozních hodnot pomocí displeje ANA 803

Digitálně řízený tyristorový ovládač s malým rušivým napětím 807

K vývoji mikroelektronických součástek 808

Zkušenosti s hodinkami řízenými krystalem kal. 22 809

IN THIS ISSUE

Application of the IC A 902 D in TTL circuits 751

Equivalent circuits for electrically short lines 755

Investigation of the inherent noise of operational amplifiers 758

Thermal parameters of transistors, part 2 and conclusion 759

Circuits for the generation of steep current pulses 764

Four-quadrant multiplier with the IC B 222 766

L. f. push-pull output stages and their emitter resistance 767

Photoelectric switches 769

Modern power supply technique, 12 and conclusion 771

Service information 775

POSTERS 779

Semiconductor information 170, 171 787

Leipzig autumn fair 1980 791

Colour television receivers Colortron and Colorett 795

Dual-channel oscilloscope EO 213 798

Control unit for the display of process data on the display unit ANA 803

Digitally selectable thyristor controller with low spurious emission 807

Some tendencies of micro-electronic components 808

Test report of crystal-controlled clock Kaliber 22 809

Neu im Handel

Autosuper RD 3603

Speziell für den Einbau in den PKW Trabant mit 6-V-Bordnetz wurde aus der Ungarischen Volksrepublik der Autosuper RD 3603 für 6 V Betriebsspannung importiert. Damit ist ein direkter Anschluß des Autosupers ohne Transverter im Trabant möglich.

Das Gerät hat die Wellenbereiche MW und KW, deren Umschaltung erfolgt durch eine Drucktaste. Die Speisespannung wird durch ein eingebautes Entstörfilter, das impulsartige Störungen durch elektrische Anlagen des Autos weitgehend unterdrückt, geleitet. Die Bestückung mit Siliziumtransistoren ermöglicht eine betriebssichere Funktion im Temperaturbereich von —20...+50 °C. Der Minuspol liegt an Masse.

Zum mitgelieferten Zubehör gehören ein Einbaulautsprecher mit Schallwand und einer Impedanz von 2 Ω und eine Einbauanleitung. Der Einbau ist aber auf Grund der geringen Abmessungen unproblematisch.

Technische Daten

Halbleiterbestückung	8 Transistoren, 2 Dioden, 2 Thermistoren
Empfindlichkeit	MW und KW 15 μV
Ausgangsleistung	1,5 W
Anschlüsse	Speisespannung + Antenne Lautsprecher, Masse
Abmessungen in mm	95,5 × 39 × 150
Masse	0,75 kg

Lautsprecherkompaktboxen B 9251 und B 9261

Zur Bestückung moderner HiFi-Steuergeräte wurden zwei neue HiFi-Kompaktboxen mit kleinem Volumen in Softlinegehäuse entwickelt.

Der Typ B 9251 vom VEB Statron hat eine Belastbarkeit von 35 W und eine Impedanz von 4 Ω. Das Gehäuse kann in verschiedenen Dekofolien geliefert werden, die Bespannung ist glatt schwarz.

Das Innenvolumen beträgt bei den Abmessungen 263 mm × 341 mm × 225 mm etwa 10 l. Der Übertragungsbereich ist 50...18 000 Hz. Bestückt ist die Box mit einem Tiefton- und einem Mittelhochtonlautsprecherchassis.

Der Typ B 9261 wird vom VEB Funkwerk Kölleda gefertigt und hat bei gleichen Abmessungen und gleicher Gestaltung sowie gleichem Innenvolumen eine Belastbarkeit von 50 W. Der Übertragungsbereich beträgt 50...18 000 Hz.

Zusätzlich ist diese Box mit einem Kalottenlautsprecher und einer elektronischen Überlastschutzschaltung ausgestattet. Diese Kompaktbox kann wahlweise in Dekofolie oder schwarz geliefert werden.

Bauelemente

● Neuere Verbesserungen an viskoelastischen Polymeren und elektrisch leitenden Partikeln gestatten den Aufbau neuer Schalter und Verbindungselemente für die Elektronik. Die Materialkombination aus Silikongummi und speziell isolierten und verteilten Metallteilchen ist Grundlage für den Aufbau eines druckempfindlichen Leitungsgummis, der zur Herstellung eines druckempfindlichen Widerstandes dient. Der druckempfindliche Widerstand weist eine Widerstandsveränderung von 1...100 MΩ als Isolator und von 0...100 Ω als Leiter auf. Diese damit mögliche Schaltfunktion tritt dabei nicht nur vertikal bei einer Elektrodenanordnung oberhalb und unterhalb der Gummimatte, sondern auch horizontal (Elektrodenanordnung nebeneinander) bzw. kombiniert auf. Als Vorteile ergeben sich: keine Abnutzung wie bei Metallkontakten, ein einfacher Aufbau von Tastaturen in Form einer Matte, eine funkenfreie Arbeitsweise, keine Fehlschaltungen infolge von Stoß oder Vibration sowie eine rationelle Fertigung. Besonders günstig ist der Aufbau von Tastaturen in Form einer Matte, da nur der mit Druck beauflagte Teil leitend wird, während die anderen Gebiete nichtleitend bleiben.

● Mit Peniotron wird eine neue Millimeterwellen-Generatorröhre bezeichnet, die einen Betrieb mit maximal 2 kW Ausgangsleistung und bis 90 GHz gestattet. Die Röhre ist mit dem Gyrotron verwandt. Ein enger Elektronenstrahl verläuft drehend um die Feldlinien eines konstanten axialen Magnetfeldes in einem Hohlleiter mit zwei in das Innere hineinragenden Schienenpaaren. Man nutzt eine elektromagnetische Wechselwirkung zwischen dem Strahl und den Schienenkanten aus. Die elektromagnetische Welle durchläuft den Hohlleiter als TE_{10}-Mode. Die Vorteile der Röhre sind ein hoher Wirkungsgrad von 95 % und ein schwächeres erforderliches Magnetfeld als beim Gyrotron.

● Aus $BaTiO_3$ mit bestimmten Zusätzen kann man Thermistoren als temperaturempfindliche Widerstandselemente, sogenannte Posistoren, herstellen. Der Widerstandswert dieser Elemente steigt stark oberhalb einer spezifischen Temperatur (Curietemperatur) an, wobei sich der Curiepunkt durch die Größe der Beimischungen einstellen läßt. Auf Grund dieser Eigenschaft sind eine Reihe von Anwendungsfällen möglich: Temperaturanzeige, Temperaturkompensation und -steuerung, Entmagnetisierung von Farbfernsehbildröhren, Zeitschalter, Überspannungsschutz und Heizelemente.

Derartige Bauelemente sind insbesondere für den Einsatz als Heizelemente für unterschiedliche Anwendungsfälle von Bedeutung, da sich ihre Heizleistung in Abhängigkeit von einem zu erwärmenden Luftstrom verändert. Auf diese Weise wird ein Durchbrennen oder ein Überhitzen des Heizelementes auch bei Ausfall des Luftstromes vermieden, wohingegen beim Einsatz von Nickel-Chrom-Widerstandsdraht derartige Fälle auftreten können. Heizelemente mit dieser Materialkombination sind in unterschiedlichen Formen realisierbar.

Weiterbildungsveranstaltung

Die Sektion Physik der TU Dresden veranstaltet in Zusammenarbeit mit dem Zentralinstitut für Festkörperphysik und Werkstofforschung Dresden vom 4. bis 15. Mai 1981 den Lehrgang „Festkörperphysikalische Grundlagen der Werkstoffe" 1981. Dieser Lehrgang wendet sich vor allem an Praxiskader der Elektrotechnik/Elektronik, Elektroniktechnologie u. ä.

Nähere Informationen erhalten Sie von der Technischen Universität Dresden, Sektion Physik, Code R.

Lizenzen vom VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen

Der VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen entwickelt und fertigt nicht nur heimelektronische Einzelgeräte und Anlagen, sondern vergibt auch Lizenzen in Form von Dokumentationen, Know-how und Spezialistenhilfe. Die Lizenzangebote erstrecken sich von kompletten Geräten, modernen Baugruppen bis zu den verschiedensten Rationalisierungsmitteln, Technologien und Verfahren, Prüf-, Meß- und Abgleichtechniken.

Im folgenden stellen wir zwei Geräte des VEB Rationalisierung Rundfunk und Fernsehen Dresden vor.

Stoßfolgeprüfmaschine

Einsatzgebiet

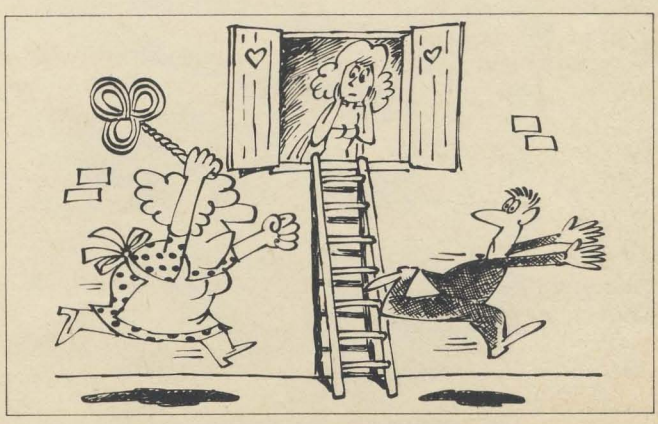
Mit der Stoßfolgeprüfmaschine wird das Verhalten der Erzeugnisse bei Beanspruchung durch Stöße in einem Intensitätsbereich erfaßt, in dem Ermüdungsbereiche oder Funktionsstörungen auftreten können.

An elektronischen Heimgeräten werden diese Prüfungen durchgeführt, um zur Sicherung der Erzeugnisqualität Aussagen über die mechanisch-dynamische Dauerfestigkeit, die Funktionssicherheit und die Frühausfallursachen der Geräte zu erhalten. Die Prüfungen führen zum Erkennen mechanisch schwacher Stellen des Prüfobjektes, insbesondere bei Entwicklungsmustern, zum Auffinden von Funktionsbeeinträchtigungen und zum Erkennen von verdeckten Mängeln während der Fertigung.

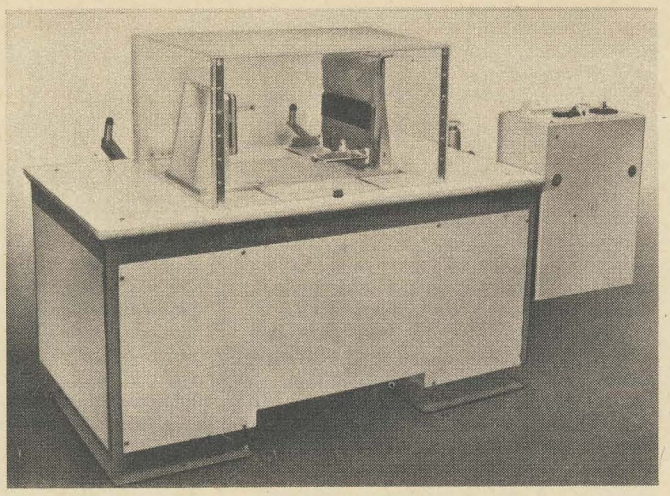
Die Stoßfolgeprüfmaschine ist ein Halbautomat. Sie muß manuell bedient und beschickt werden. Sie erlaubt eine geeignete Festlegung der Stoßform und Stoßdauer, so daß entsprechend dem Stoßspektrum die Anregung der Prüflinge in dem Frequenzbereich erfolgt, in dem ihre wichtigsten Resonanzfrequenzen liegen. Dem auf dem Stoßfolgetisch pneumatisch aufgespannten Prüfling werden fortlaufend über einen elektromechanischen Antrieb annähernd halbsinusförmige Beschleunigungsstöße zugeführt. Der zeitliche Abstand zwischen den einzelnen Stößen ist so wählbar, daß die Stöße etwa wie Einzelstöße wirken, d. h., daß die angestoßenen mechanischen Systeme des Prüflings bei üblichen Dämpfungsgraden bis zum nächsten Stoß abklingen. Es lassen sich Prüfschärfen innerhalb der Grenzparameter 4 ms (entspricht 30facher Erdbeschleunigung) und 16 ms (entspricht 7,5facher Erdbeschleunigung) einstellen.

Im Vergleich zu anderen bekannten Stoßfolgeprüfmaschinen hat dieser Typ den Vorteil der eindeutigen Reproduzierbarkeit der Stöße innerhalb der angegebenen Grenzparameter. Außerdem können keine Prellstöße auftreten.

Im Gegensatz zu allen gegenwärtig handels-



Rücklaufimpuls
Zeichnung: Moese



Stoßfolgeprüfmaschine

üblichen Stoßfolgeprüfmaschinen kann diese Maschine auch auf Zwischendecken von Geschoßbauten aufgestellt werden, da sie bei einer statischen Fußbodenbelastung von 360 kp nur maximal eine dynamische Fußbodenbelastung von 100 kp bei 3 Hz erzeugt. Der von der Maschine hervorgerufene Dauerschalldruckpegel von 75 dB (AJ) ist nicht gesundheitsschädigend und liegt erheblich unter dem zugelassenen Grenzwert von 90 dB (AJ).

Technische Daten

	Breite in mm	Höhe in mm	Tiefe in mm	Masse in kg
Hauptabmessungen	1 620	970	970	360
Platzbedarf	1 620	1 320	1 040	—
Fußbodenbelastung				
statisch	360 kp			
max. dynamisch	100 kp bei 3 Hz			
Prüfschärfen				
Fallhöhe	0...24 mm			
freie Federhöhe	3...25 mm			
Prüfzeit	3...120 s			
Stoßfrequenz	f = 1 Hz (variabel)			
Stoßbeschleunigung	a = 7,5...30 g			
Stoßdauer	T = 16...4 ms			
Prüfkörper				
Masse gesamt	(25 + 5) kp			
Grundfläche	x_{max} = 280 mm			
	y_{max} = 580 mm			
Höhe	h_{max} = 315 mm			
Energieanschlüsse				
Elektroenergie	380 V~ ; 0,3 kW ; 1 A			
Luft	50 l/min ; 3 atm			
Steuerdruck	1...1,5 atm			
Luftkissen	0,1...0,15 atm			

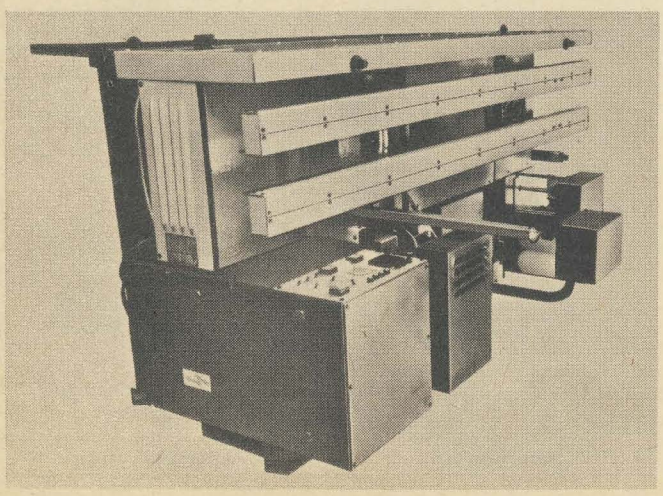
Schwallötmaschine SLM-K 310

Die Maschine gestattet die maschinelle Lötung bestückter Leiterplatten und artverwandte Lötprozesse und ist für Klein-, Mittel- und Großbetriebe sowie als Laboranlage für Institute geeignet. Sie ist nach einem exakten Baugruppensystem aufgebaut und kann durch Zusatzeinrichtungen und Austauschbaugruppen entsprechend dem Einsatzgebiet in ihren Gebrauchswerteigenschaften verändert werden. Sie besteht aus Maschinenuntergestell, Schaumfluxer oder Wellenfluxer mit automatischer Nachfüllung, Trockenstrecke, Schwallotbad mit wechselbaren Lotdüsen, Rahmentransportsystem oder Fingertransportsystem und Schaltschrank mit Bedienteil. Als Zusatzbaugruppe sind Absaughaube und Zinnpegelregelung anbaubar.

Alle Baugruppen sind mit Nivellierschrauben ausgerüstet und somit universell justierbar. Die der Lötmaschine zugeführten Leiterplatten werden je nach Maschinenausrüstungsgrad entweder direkt in das Fingertransportsystem eingegeben oder durch Bestücken eines Rahmens dem Rahmentransportsystem zugeführt. Das Transportsystem transportiert die Leiterplatten über die Stationen der Lötmaschine. Die Geschwindigkeit ist stufenlos einstellbar. Durch die Einsetzbarkeit unterschiedlicher Rahmen können die vielseitigsten Leiterplattenformen verarbeitet werden. Die im Schwallötbad einsetzbaren und schnell wechselbaren Lotdüsen tragen wesentlich zum optimalen Einsatz der Maschine bei.

Technische Daten

Transportgeschwindigkeit	0...2 m/min
Leiterplattenabmessungen	
Fingersystem	Breite 35...180 mm
	Länge 50...280 mm
Rahmensystem	Breite 20...200 mm
	Länge 50...250 mm
Zinnbadtemperatur	bis max. 300 °C einstellbar
Temperaturkonstanz	± 2 °C
Flächenbedarf	2 m²
Energiebedarf	5...10 kW
Netzanschluß	3 N~ 380 220 V, 50 Hz
Druckluftanschluß	etwa 0,1 MPa



Schwallötmaschine SLM-K 310

▼ **Bauelemente der Elektronik.** Im VEB Verlag Technik erschien die 10., bearbeitete Auflage dieses Buches von K.-H. Rumpf. Der Verfasser gibt vor allem aus der Sicht des Anwenders einen Überblick über Art und Schaltungstechnik der wichtigsten elektronischen Bauelemente und integrierten Schaltungen. 360 Seiten, 402 Bilder, 29 Tafeln, 23,– Mark. Bestellnummer 552 840 7

▼ Eine weiche Bildüberblendung mit dem vom VEB Studiotechnik Berlin produzierten **Trickbildmischer TBM 3.1** ist durch einen geringfügigen Zusatzaufwand möglich. Hierfür ist die Einspeisung einer 5-V-Gleichspannung über ein Potentiometer (Schleiferanschluß) erforderlich. Die zwei Potentiometerenden werden über einen in der TBM schon vorhandenen Schalter (geringe Anschlußveränderung erforderlich) an die Bildschaltdioden gelegt. Die Funktion „Bildüberblendung" kann wahlweise ein- oder abgeschaltet werden. Das Überblenden verläuft ähnlich wie bei einem X-Schnitt. Diese Arbeit entstand als Neuererleistung an der Pädagogischen Hochschule „Liselotte Herrmann" Güstrow und ist im BfN unter der Nr. 3/80 registriert.

▼ **Eine neue**, für Tastaturen in Terminals, Tastentelefonen, elektrischen Schreibmaschinen und anderes geeignete **Taste** arbeitet mit normalerweise geschlossenen Kontakten, die bei Tastendruck geöffnet werden. Dazu ist eine X-Y-Matrix auf Plast aufgedruckt, wobei jeder Schnittpunkt einer Taste zugeordnet ist. Jede Taste enthält eine Diode, die über einen Vorwiderstand einen Strom zugeführt erhält. Bei Tastendruck erfolgt durch Öffnen der Kontakte eine Stromunterbrechung. Ein Zähler ermittelt denjenigen Matrixpunkt, bei dem die Unterbrechung aufgetreten ist. Der besondere Vorteil der neuen Taste besteht darin, daß praktisch keine Kontaktprobleme wie bei herkömmlichen Tasten auftreten, da die Taste mit einer Stromunterbrechung und nicht mit dem Schließen eines Stromkreises arbeitet. In einer weiteren Verfeinerung greift man statt auf eine Feder auf einen Magneten zurück, um die Taste im angehobenen Zustand zu halten. Zur Realisierung dieses Magneten wird eine Grundplatte verwendet, die mit einem magnetisierten Elastomer (Gummi mit Magnetteilchen) bedeckt ist. Weiterhin ist jeder Taste eine Metallplatte zugeordnet.

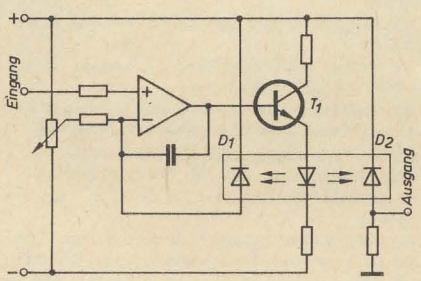
▼ **Bei der Montage von Lautsprechern** haben sich Acrylklebstoffe der zweiten Generation als günstig erwiesen. Der Acrylklebstoff härtet auch ohne Wärmezufuhr schnell aus. Bei dem bisher verwendeten Epoxydklebstoff war nicht nur die Sprödheit problematisch, sondern auch die bei der Verarbeitung für das Härten des Klebstoffes erforderliche Wärmezufuhr, die die Fließarbeit verlangsamte. In einer ersten Montagephase wird der Klebstoff auf die Frontplatte und die Rückplatte aufgebracht. Dann wird unter Verwendung eines drehenden Schwammkissens auf beiden Seiten des Magnets ein Aktivierungsmittel aufgetragen. Anschließend wird in einer dritten Phase die Rückplatte mit der Frontplatte zusammengefügt, wobei die Baugruppe zum Versteifen der Klebfuge leicht verdreht in eine Lehre eingesetzt wird. Die Lehre kann nach ein bis zwei Minuten entfernt werden. Die Präzisionsmontagelehren lassen sich mit einer Toleranz von 0,0254 mm zentrieren.

▼ Mit **Senkrechtplattenspieler** wird ein Schallplattenabspielgerät bezeichnet, das – im Gegensatz zu herkömmlichen Geräten – senkrecht betrieben wird. Zu den speziellen konstruktiven Lösungen, die einen senkrechten Betrieb ermöglichen, gehört u. a. eine zusätzliche Schwungmasse hinter dem Chassis, die am hinteren Ende der Plattentellerachse ein „Gegengewicht" zum Plattenteller bildet. Die Plattentellerachse liegt nur auf zwei Punkten auf und gewährleistet einen optimalen Lauf. Durch einen Plaststopfen mit einer speziellen Federmechanik wird dafür gesorgt, daß die Schall-

platte in ihrer senkrechten Lage bleibt. Der Plaststopfen wird auf die Mittelachse aufgedrückt und rastet in eine Nut ein, die in den Mittelzapfen eingefräst ist. Der Stopfen hängt frei beweglich an einem stabilen und aufklappbaren Bügel, der radial über die Schallplatte greift. Auf dem Bügel lassen sich zusätzlich bestimmte Plattenstellen markieren. Die Konstruktion des senkrecht hängenden, tangential geführten Tonarmes ist insofern bemerkenswert, daß keine Kröpfung, kein Überhang und keine Skatingkompensation notwendig sind. Der elektronisch nachgeführte Tonarm weist weniger Resonanzen als andere Ausführungen auf. Die Senkrechtstellung des Schallplattenabspielgeräts bringt nicht nur den grundsätzlichen Vorteil der Platzersparnis und der besseren Integrationsfähigkeit im Regal sowie an anderen Aufstellungsorten, sondern ist gegen Vibrationen von außen wesentlich weniger empfindlich als ein üblicher horizontal arbeitender Plattenspieler.

▼ Durch **Optokoppler mit Thyristorausgang** läßt sich eine vollständige galvanische Trennung von Steuer- und Lastkreis realisieren. Es können Isolationsspannungen zwischen Ein- und Ausgang bis zu 5 kV eingehalten werden. Ein derartiger Optokoppler benötigt eingangsseitig einen Steuerstrom in der Größenordnung von nur 10 mA. Die auf Ein- und Ausgang bezogene Spannungsanstiegsgeschwindigkeit beträgt mindestens 500 V/μs. Ausgangsseitig enthält der Optokoppler einen Optothyristor, der auf einen Steuer- oder Lastkreis wirkt. Typische Einsatzgebiete dieses Optokopplers sind Motorsteuerungen in Waschmaschinen, elektrische Schreib- und Kopierautomaten sowie Verkaufsautomaten und Mikrowellenherde.

▼ Die **Alterung von Leuchtdioden** muß beim Einsatz im linearen Bereich (Optokoppler) quantitativ erfaßbar sein bzw. muß sich durch schaltungstechnische Maßnahmen ausregeln lassen. Zu diesem Zweck werden Optokoppler mit zwei getrennten linearen Fotodioden eingesetzt [siehe unser Bild aus industrie-elektrik telektronik 23 (1980), H. 12, S. 293]. Auf einem gemeinsamen Substrat sind somit drei Diodenchips aufgebracht. Eine GaAs-Diode wirkt als Sender, zwei Pin-Dioden arbeiten als Empfänger. Elektrisch sind diese drei Chips voneinander isoliert, optisch jedoch wird die Strahlung



der Senderdiode auf die beiden Empfängerdioden gekoppelt. Die spektralen Empfindlichkeiten des Senders und der beiden Empfänger sind aufeinander abgestimmt. Der Operationsverstärker steuert über den Transistor T_1 die Senderdiode an. Die Empfängerdiode D_1 liegt im Gegenkopplungszweig des Operationsverstärkers und kompensiert Alterserscheinungen der Senderdiode.

▼ Die moderne MOS-Technologie gestattet es, zusammen mit CCD-Schaltungen das im kommerziellen Nachrichtenbereich bekannte **Kammfilter** vorteilhaft auch in Farbfernsehempfängern einzusetzen und damit günstige Effekte zu erzielen. Bekanntlich werden beim Farbfernsehen Leuchtdichte- und Farbsignale frequenzmäßig ineinander verschachtelt. Mit einem Kammfilter lassen sich nun die ineinander verschachtelt übertragenen Signale im Farbfernsehempfänger effektiv trennen, so daß am Ausgang getrennte Leuchtdichte- und Farbsignale mit wesentlich vermindertem Übersprechen zur Verfügung stehen. Weitere Vorteile sind die Erhöhung der Bildschärfe durch eine zusätzliche Verbesserung vertikaler Bilddetails und eine Erhöhung der Auflösung. Die dazu notwendige Schaltung läßt sich als integrierte CCD-Komponente mit einem vergrabenen NMOS-Kanal realisieren, die in einem Plastgehäuse mit 22 Anschlüssen unterzubringen ist. Die IS führt die Kammfilterung durch und enthält alle notwendigen Logik- und Treiberschaltungen.

▼ **Tinten-Hochleistungsdrucker**, die als Nachfolger herkömmlicher elektromechanischer Drukker angesehen werden, erfordern winzige Düsen, durch die sehr kleine Tintenstrahlen mit Rechnersteuerung gelenkt werden können. Derartige Düsen können aus einer hauchdünnen Siliziumscheibe dadurch geformt werden, daß eine ätzende Lösung das Material in Abhängigkeit von der Kristallstruktur verschieden stark abträgt. Die pyramidenförmigen Düsen lassen sich dann mit großer Genauigkeit durch die richtige Wahl der Ätzmittel und durch entsprechende Ausrichtung des Siliziumkristalls herausätzen. Die Düsenöffnungen werden dabei spiegelglatt. Nach dem Ätzen der Düsenöffnungen wird die Siliziumscheibe oxydiert, so daß eine dünne Schicht von Siliziumdioxid als harter und chemisch träger Schutzfilm entsteht. Somit ist die Quarzoberfläche gegen chemische Einflüsse und gegen Korrosion durch die Tinte gut geschützt.

▼ **Durch ein neues Verfahren** lassen sich undeutliche Bildinformationen rekonstruieren und somit kontrastarme Bilder schlechter Qualität besser automatisch verarbeiten. Grundlage für dieses Verfahren ist die Physiologie des menschlichen Sehens, wonach der Mensch ein sogenannter „Kantenseher" ist, d. h., er orientiert seine Wahrnehmungen an Intensitätsänderungen der Hell-Dunkel-Übergänge. Dieser Vorgang kann mathematisch als mehrdimensionale Bilddifferenzierung interpretiert und technisch mit CCD-Schaltungen nachgebildet werden. Das analoge Bildverarbeitungssystem erzeugt aus einem Schwarzweißmuster mit Grauabstufungen ein rein binäres Schwarzweißabbild. Dazu wird zunächst das Objekt mit einer CCD-Matrixkamera oder auch mit einer Diodenzeile abgetastet. Die analogen Spannungswerte werden kontinuierlich durch einen analogen Zwischenspeicher geschoben, wobei der Speicherinhalt in allen vier Richtungen der Ebene differenziert wird. Dadurch können Unsauberkeiten der Oberfläche unterdrückt und Kanten hervorgehoben werden. Das nach der Differenzierung entstehende Abbild mit hellen und dunklen Objektkanten wird erneut durch einen Zwischenbildspeicher geschoben. Dabei wird der Speicherinhalt durch eine Kantenerkennungsschaltung in allen Richtungen der Ebene ausgewertet. Zum Schluß wird aus dem Kantenbild wieder ein vollständiges Schwarzweißbild zurückgewonnen, indem die Bereiche zwischen den einzelnen Kanten erneut aufgefüllt werden.

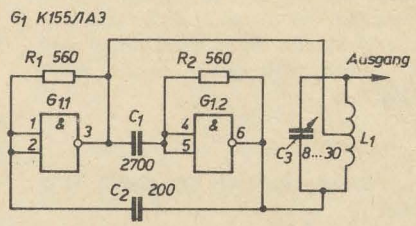
▼ Mit einer neuen **Gasdruck-Steuertechnik** lassen sich GaP-Leuchtdioden höchster Lichtstärke in sogenanntem Echtgrün realisieren. Derartige Leuchtdioden liefern eine Lichtstärke von 80 mcd bei 20 mA mit einer Spitzenwellenlänge von 555 nm. Die Leuchtdioden werden mit Flüssigphasen-Epitaxie hergestellt, wobei eine sogenannte Temperatur-Unterschiedsmethode einbezogen wird. Sie basiert darauf, daß Dampfdruck bei Elementen der V-Gruppe von außerhalb dem Lösungsmittel zugeführt werden kann, um die stöchiometrische Zusammensetzung der III-V-Komponenten während der epitaktischen Züchtung aufrechtzuerhalten. Mit dieser Dampfdruck-Steuermethode können epitaktische Schichten sehr guter Kristallinearität erzeugt werden.

▼ Mit den Bezeichnungen Elektronika-505 Video und Saturn-505 Video werden in der UdSSR **zwei neue Video-Kassettenrecorder** gefertigt. Im Vergleich zu Vergängertypen sind sie durch konsequenten IS-Einsatz wesentlich leichter und kleiner, haben geringere Leistungsaufnahme und verbesserte Parameter.
Mit dem Schrägspurverfahren (zwei rotierende Magnetköpfe) lassen sich farbige oder schwarzweiße Videosignale über einen Adapter von Fernsehgeräten oder Schwarzweißsignale von einer Videokamera aufzeichnen. Die Geräte können aus einem eingebauten Netzteil oder aus Akkumulatoren gespeist werden.

Technische Daten

Bandgeschwindigkeit	(14,29 ± 0,043) cm/s
horizontales Auflösungsvermögen	
im Helligkeitskanal	250 Linien
im Farbkanal	200 Linien
Signal-Rausch-Abstand	
im Videokanal	40 dB
im Tonkanal	38 dB
Bandbreite des Tonkanals	80...10 000 Hz
Leistungsaufnahme	30 W
Masse (mit Netzteil)	13 kg

▼ Das Bild aus Radio 56 (1980) H. 1, S. 41, zeigt eine **einfache Schaltung für einen LC-Generator.** Die beiden Gatter werden als lineare Signalverstärker betrieben. Der Arbeitspunkt wird durch Auswahl der Widerstände R_1 und R_2 (0,2...1 kΩ) festgelegt. Zur Stabilitätserhöhung kann anstelle von C_2 ein Quarz eingefügt werden. Für den Frequenzbereich 5,5...10 MHz erhält L_1 16 Windungen (auf einen 2-MΩ-Widerstand gewickelt, Drahtdurchmesser 0,3 mm, Anzapfung in Spulenmitte). Die Ausgangsspannung beträgt einige Volt. Ohne den Schwingkreis wäre die Schaltung ein üblicher Multivibrator.



▼ Mit Hilfe der modernen Hybridtechnik läßt sich **die Lebensdauer von Schaltschützen verlängern,** die z. B. zum Schalten von Käfigläufermotoren unter schweren und extremen Schaltbedingungen eingesetzt werden. Um den Verschleiß möglichst klein zu halten und damit die Lebensdauer zu erhöhen, werden beim Hybridschütz den Schaltkontakten eines elektromechanischen Schützes Thyristoren parallelgeschaltet. Dieses Schaltungsprinzip gestattet es, die Vorteile beider Schaltelemente optimal auszunutzen. Die Halbleiter sind kurzzeitig mit dem Vielfachen ihres Nennstromes belastbar, ohne daß besondere Probleme bei der Abführung der Verlustwärme entstehen. Die Schützkontakte dagegen sind wegen ihres geringen Kontaktübergangswiderstandes ausgezeichnet zur Führung des Dauerstromes geeignet. Beim Einschalten des Hybridschützes werden die Thyristoren voreilend vor den Hauptschaltstükken angesteuert. Die Thyristoren führen etwa für 5 ms den hohen Anlaufstrom der Last (Motor). Nach Schließen der Schaltstücke übernimmt der Schütz den Strom. Wenn die Schützschaltstücke infolge Prellens abheben, übernehmen die Thyristoren den Strom. So kann sich kein Lichtbogen ausbilden. Beim Abschalten des Schützes übernehmen wieder die Thyristoren nahezu den gesamten Motorstrom, da der Bahnwiderstand der Halbleiter geringer als der Widerstand der Lichtbogenstrecke ist.

▼ **Berichtigung:** In dem Beitrag „Anzeige der Bordspannungsabweichung von Kraftfahrzeugen" im Heft Heft 9 (1980), S. 598, wurden bedauerlicherweise die Bilder 1 und 2 vertauscht. Die in den Bildern 3, 4 und 6 enthaltene Diode D_6 schützt die Transistoren T_1 und T_2 vor negativen Impulsspitzen, die im Bordnetz auftreten können.

Leserpost

Betr.: HiFi-Wiedergabe mit dem ZK 246 [rfe H. 3 (1980), S. 184–186]

Im Zusammenhang mit der o. a. Veröffentlichung bitte ich Sie, mir folgende Fragen zu beantworten:

1. Wird die Vormagnetisierungsspannung von 9,5 V am Kombikopf gemessen und mit C_{49} und C_{50} eingestellt?
2. Bei welcher Frequenz wird die Spule L_1 abgeglichen?

S. Th., Freiberg

Die Vormagnetisierungsspannung wird mit einem NF-Millivoltmeter entweder direkt am Kombikopf oder aber auf der Trimmerplatte an den Punkten 55 (Spur 1) und 57 (Spur 2) gemessen. Dabei muß das Meßkabel unbedingt abgeschirmt sein, da anderenfalls erhebliche Meßfehler auftreten. Die Vormagnetisierungsspannung wird mit den Trimmern C_{49} (Spur 1) und C_{50} (Spur 2) eingestellt.

Die Spule L_1 wird im Zusammenhang mit dem Entzerrerumbau für 9,5 cms^{-1} bei 16 kHz auf Maximum der Pegelmesseranzeige abgeglichen (entsprechend dem beschriebenen technologischen Ablauf). Da für 19 cms^{-1} auch C_{28} zu verdoppeln ist, ergibt sich dadurch automatisch für diese Geschwindigkeit eine Resonanzfrequenz von etwa 18 kHz.

*

Betr.: Grenzwellen [rfe 29 (1980) H. 6, S. 342]

Die an T. G. in Leipzig gegebene Auskunft ist nicht korrekt.

1. Ausgehend von den Festlegungen im Frequenzbereichsplan und den anderen zutreffenden Bestimmungen der Vollzugsordnung für den Funkdienst (VOFu), überarbeitete Ausgabe von 1979, ist international vereinbart, den Frequenzbereich von 1 605 bis 4 000 kHz (keinesfalls bis 6 MHz, wie es das Taschenbuch Elektrotechnik, Bd. 4, Systeme der Informationstechnik, S. 373, wissen will) als Grenzwellen-(GW)-Bereich zu bezeichnen. So sind auch die DDR-Vorschriften, z. B. „Vorschriften für Geräte und Funkstellen des beweglichen Seefunkdienstes" des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen der DDR, Ausgabe 1976, S. 70, Fußnote.

2. Einen „sog. Küstenfunk" gibt es nicht. Gemeint ist der „Seefunkdienst", ein „beweglicher Funkdienst zwischen Küstenfunkstellen und Seefunkstellen oder zwischen Seefunkstellen oder zwischen zusammengehörenden Funkstellen für den internen Bordverkehr" (s. VOFu, Nr. 36).

3. Es trifft nicht zu, daß der GW-Bereich vornehmlich dem Seefunkdienst zugewiesen ist. Er ist, abschnittsweise, fast allen vorhandenen Funkdiensten einschließlich dem Rundfunkdienst zugeteilt.

4. Wie schon angedeutet, arbeiten im GW-Bereich auch Rundfunksender, und das in großer Anzahl. Die Antwort an T. G. hätte lauten müssen: In Europa arbeiten in diesem Frequenzbereich keine Rundfunksender, daher fehlt er bei unseren Geräten. In den außereuropäischen Teilen der Welt, vor allem in der „Tropischen Zone" (ein im internationalen Frequenzbereich näher bezeichnetes Gebiet) Mittel- und Südamerikas, Afrikas und Asiens arbeiten hier zahlreiche Rundfunksender, und dort ist auch bei den Rundfunkempfängern der entsprechende Bereich vorhanden.

5. Wie Sie in der Antwort den Anfang und das Ende eines Frequenzbereichs bezeichnen, finde ich – vorsichtig ausgedrückt – außergewöhnlich. Wenn man bedenkt, welche Bedeutung die Begriffe „Hochfrequenz" und „Niederfrequenz" in der Fachsprache haben, halte ich eine solche Anwendung für unzulässig, weil irreführend. Daß Sie die Frage, was man unter Grenzwellen versteht (kurz: Funkwellen, die je nach Tageszeit bei ihrer Ausbreitung die Eigenschaften sowohl des einen als auch des anderen angrenzenden Wellenbereichs aufweisen), eigentlich nicht beantwortet haben, darauf möchte ich abschließend noch aufmerksam machen.

S. H., Rostock

Sie verfügen offensichtlich über große Kenntnisse zur Thematik „Grenzwellen", und es ist erfreulich, daß ein Leser mit umfassender Sachkenntnis unsere Antwort richtigstellt. Dafür danken wir Ihnen.

Zum Punkt 5 Ihres Briefes: Die kritisierte Antwort ist nicht korrekt, aber für unsere Leser sicher nicht mißzuverstehen.

*

Wir möchten (wieder einmal) die Hinweise wiederholen, die wir bei Fragen nach Daten von IS zu beachten bitten:

1. *maximal drei IS je Leserbrief*
2. *keine auszufüllenden Listen oder Muster einschicken*
3. *IS-Fragen bitte auf einem Extra-Blatt*
4. *vollständige und leserliche Typenbezeichnungen schreiben*
5. *möglichst die Herstellerfirma nennen, anderenfalls können wir die Daten nur ermitteln, wenn uns der Hersteller zufällig ohnehin bekannt ist. Recherchen sind ohne Herstellerbezeichnung kaum möglich*
6. *Äquivalenz- oder Austauschtypen nennen wir nicht*
7. *Zeichnungen (Sockel-, Applikationsschaltung oder Kennlinien) können wir nicht anfertigen*
8. *Betriebe bzw. ihnen gleichgestellte Institutionen wenden sich bitte an den VEB Applikationszentrum Elektronik, 1035 Berlin, Mainzer Straße 25. Unsere kleine „Datenbank" ist nur für Amateure bzw. unsere Leser für deren private Zwecke bestimmt und geeignet.*

radio fernsehen elektronik

Verlag

VEB Verlag Technik

DDR - 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 2 87 00; Telex: 011 2228 techn dd

Verlagsleiter

Dipl. oec. Herbert Sandig

Redaktion

Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Verantwortlicher Redakteur (Tel. 2 87 03 33),
Redakteure: Adelheid Blodszun (Tel. 2 87 03 52),
Dipl.-Ing. Brigitte Kasper (Tel. 2 87 03 38),
Ing. Monika Tank (Tel. 2 87 03 49)

Redaktionsbeirat

Dr.-Ing. K.-H. Arnold, Dipl.-Ing. H. Bergmann Ing. E. Bottke, Dipl.-Ing. K. Eckert, Dr. sc. techn. H. Erler, Prof. Dr. sc. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, Ing. H. Kühne, Dr. W. Rohde, Dipl. oec. P. Schäffer, Dipl.-Ing. K. Schlenzig. Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Lizenznummer 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN (EDV) 67 816

Erscheinungsweise: monatlich

Heftpreis 3,80 M. Abonnementspreis 3,80 M

Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen

Gesamtherstellung

Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Anzeigenannahme

DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin

1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon 2 36 27 76) und alle DEWAG-Zweigstellen. Anzeigenpreisliste Nr. 6

Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH

DDR - 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89

Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte

Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Bildern, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Bezugsmöglichkeiten

DDR: Sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik
UdSSR: Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečať und Postämter
SVR Albanien: Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirana
VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia
VR Polen: ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa
SR Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucureşti
ČSSR: PNS Vinohradská 46, 120 43 Praha 2; PNS, Gottwaldovo nám. 48, 884 19 Bratislava
Ungarische VR: P. K. H. I., P. O. B. 16, 1426 Budapest
Republik Kuba: Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana
VR China: China National Publications Import Corporation, P. O. Box 88, Peking
SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd: Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
BRD und Westberlin: ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52 sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293
Österreich: Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien
Schweiz: Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich
Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR - 7010 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293

radio fernsehen elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 29. JAHRGANG · DEZEMBERHEFT 12·1980

Anwendung der IS A 902 D in TTL-Schaltungen

Dipl.-Ing. WERNER RECKZIEGEL

Der ursprünglich für die Kameraindustrie entwickelte Schwellwertschalter A 902 D bietet sich wegen seiner zahlreichen Vorteile als Ergänzungsschaltkreis zum in der DDR verfügbaren TTL-Sortiment an. Im Beitrag werden einige TTL-Applikationen dieser IS, vor allem Interface- und Zeitschaltungen, vorgestellt, die vorteilhaft bereits erschienene Applikationsberichte ergänzen.

TTL-Kompatibilität der A 902 D

Die statische TTL-Kompatibilität ist durch den Betriebsspannungsbereich und die Schwellwerte der IS gegeben [1]. Bei $U_S = 5{,}0$ V und $\vartheta = 25$ °C betragen die beiden Schwellwerte

$$U_{TL} \approx 1{,}23\ \text{V} \quad \text{und} \quad U_{TH} \approx 2{,}33\ \text{V}$$

Der Eingangswiderstand ist dabei sehr hoch. Eine numerische Analyse der Innenschaltung [1] ergab einen Einschaltstrom von etwa 0,02 µA und einen Haltestrom von etwa 0,06 µA (kurz oberhalb von U_{TL}), was einem Eingangswiderstand > 20 MΩ entspricht. Dabei blieben allerdings die unvermeidlichen Restströme unberücksichtigt. Der Katalogmaximalwert für den (zeitbestimmenden) Vorwiderstand im Eingang der IS von 20 MΩ ist daher als absoluter Grenzwert aufzufassen, der für Schaltungen mit reproduzierbaren Toleranzen (Serienfertigung) um eine Größenordnung zu reduzieren ist. Dann kann auch der Betriebstemperaturbereich bedenkenlos bis zu +70 °C erweitert werden (bei TTL-üblicher Ausgangsbelastung der IS).

Die dynamischen Parameter der A 902 D sind um eine Größenordnung schlechter als die entsprechenden Werte von TTL-Schaltkreisen. Das ist technologisch bedingt und für die vorgesehenen Anwendungen von untergeordneter Bedeutung. Die tatsächlich gemessenen Werte der Anstiegs- und Abfallzeiten bleiben jedoch weit unter denen im Informationsmaterial:

$$t_{DHL} \approx 60\ \text{ns} \quad \text{und} \quad t_{DLH} \approx 200\ \text{ns}$$
$$(\text{mit } R_L = 820\ \Omega \text{ und } C_L \approx 100\ \text{pF})$$

Damit ist dynamische TTL-Kompatibilität gegeben. Die Signallaufzeit liegt unter 300 ns (sie ist abhängig von der Art der Ansteuerung) und kann für die vorzugsweise langsamen Applikationsschaltungen meist vernachlässigt werden.

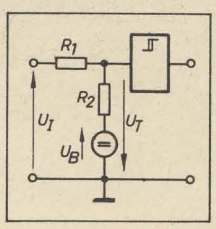


Bild 1: Pegelumsetzer (Prinzipschaltbild)

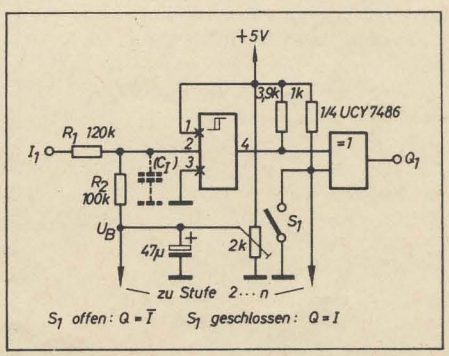


Bild 2: Eingangsinterface mit variabler Schaltschwelle

Pegelumsetzer

Der hohe Eingangswiderstand der A 902 D ermöglicht ihren vorteilhaften Einsatz in Pegelumsetzern zwischen verschiedenen Logikfamilien und TTL-IS. In der Prinzipschaltung nach Bild 1 wird die Eingangsspannung U_I dem Trigger über den Spannungsteiler R_1/R_2, der an der Vorspannung U_B liegt, zugeführt. U_B kann negativ, null oder positiv sein. Nach der Beziehung

$$U_I = \frac{R_1 + R_2}{R_2}\left(U_T - U_B \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \qquad (1)$$

kann für vorgegebene Pegel U_{IL}, U_{IH} und eine gewählte Vorspannung U_B der Spannungsteiler dimensioniert werden (für U_T werden die Werte U_{TL}, U_{TH} eingesetzt).

Bild 2 zeigt eine universelle Eingangsinterfaceschaltung mit variablen Schaltschwellen, die die Anschaltung von digitalen Meßgeräten und kontaktlosen Steuerungen verschiedener Generationen (diskrete 12-V-pnp-Technik, KME-3, Translog 2, +15-V-LSL-IS, bedingt pMOS-IS) an eine Meßwerterfassungseinrichtung in TTL-Technik ermöglicht. In Tafel 1 sind die Schaltpegel U_{IL}, U_{IH} für einige Vorspannungswerte angegeben. Die Hysteresis ist im gesamten Bereich konstant (etwa 2,4 V). Das Exklusiv-OR-Gatter ermöglicht die Umschaltung zwischen positiver und negativer Logik. Zur Unterdrückung dynamischer Störungen kann der Integrationskondensator C_I eingefügt werden.

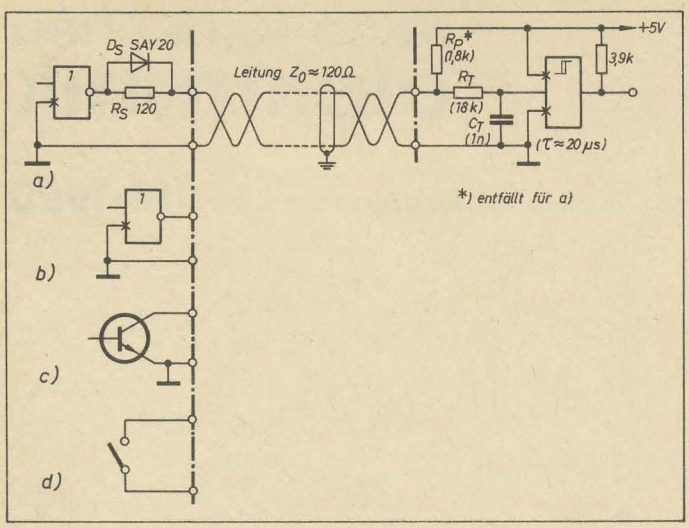


Bild 3: Eingangsinterface mit Störsignalunterdrückung. a) Leitungsempfänger mit angepaßtem Kabeltreiber; b), c), d) Interface für Steuersignale

Eingangsinterface mit Störsignalunterdrückung

In der Betriebsmeßtechnik tritt häufig das Problem auf, Signale im Frequenzbereich von 0 bis etwa 20 kHz von Meßwertgebern in TTL-Technik (optoelektronische Inkrementgeber, U-f-Wandler, u. ä.) störsicher über größere Entfernungen (bis zu einigen hundert Metern) durch eine mit hohen elektromagnetischen Störfeldstärken verseuchte Umgebung in ein TTL-System zu übertragen, ebenso Befehlssignale von kontaktlosen und kontaktbehafteten industriellen Steuerungen.

Bild 3a zeigt einen Kanal einer Übertragungsstrecke für o. a. Anwendungen. Das Signal mit TTL-Pegel wird über eine verdrillte Zweidrahtleitung mit einem Wellenwiderstand von etwa 100...120 Ω [z. B. Fernmeldeleitung MY(St)Y n × 2 × 0,5] übertragen, die eingangsseitig angepaßt und ausgangsseitig offen ist. Die Anpassung im Sender (Standard-TTL-Gatter der Reihe D 10 o. ä.) wird im H-Zustand vom Innenwiderstand R_{0H} des Gatters bewirkt (s. Bild 4), im L-Zustand von R_S. Das Integrationsglied $C_T R_T$ ($R_T \gg Z_0$) im Eingang des Empfängers filtert wirksam Störimpulse aus. Tafel 2 zeigt die Grenzlänge negativer Störimpulse (normiert auf $\tau = C_T R_T$), die auf Eingangspegel H superponiert sind (U_{StL} = Restspannung im Impulssattel), Tafel 3 die normierte Grenzlänge positiver, dem Eingangspegel L überlagerter Impulse mit der Amplitude U_{StL}. Das Integrationsglied hat natürlich die unerwünschte Nebenwirkung der Impulsflankenverzögerung, die in Tafel 4 dargestellt ist. Hieraus folgt, daß für Leerlaufausgangspegel von Standardgattern die Verzögerung der Anstiegs- und der Abfallflanke praktisch gleich groß ist. R_T sollte also möglichst hoch gewählt werden ($R_T \geqq 3$ kΩ). Zur Dimensionierung der Zeitkonstanten $C_T R_T$ muß ein Kompromiß zwischen maximaler Störunterdrückung und der sich aus der maximalen Bitrate bzw. Impulsfrequenz ergebenden höchstzulässigen Flankenverzögerung eingegangen werden. Der untere Grenzwert von C_T kann den Katalogwert von 1 nF unterschreiten. Um den Einfluß von Exemplarstreuungen der Eingangskapazität der A 902 D auf die Verzögerungszeiten gering zu halten, sollte er jedoch nicht < 100 pF sein.

Auf das gezeigte Übertragungsverfahren kann hier nur kurz eingegangen werden. Durch theoretische Betrachtungen und experimentelle Untersuchungen sowie langfristige Betriebserfahrungen wurde erwiesen, daß es sich hierbei bezüglich Störsicherheit und Aufwand um das optimale Verfahren für langsame bis mittelschnelle Impulsübertragung mit TTL-Pegel handelt. Folgende Punkte sind wesentlich:

- Die senderseitige Anpassung verhindert wirksame Reflexionen ohne hohe Ströme (wie bei empfängerseitiger Anpassung) [2], d. h. ohne Verschlechterung des L-Störabstandes.
- Mit jeder Signalleitung wird die dazugehörige Masseleitung durchgehend von der Sender-IS bis zur Empfängerschaltung parallel bzw. verdrillt geführt, wodurch induzierte Störungen unterdrückt werden.
- Der Speisestrom fließt nicht über die Signalmasse.
- Die Signalmasse ist vom Erdpotential (Gehäuse, Außenschirm, Schutzleiter) isoliert (hochohmig verbunden) bzw. nur an einem einzigen Punkt des Gesamtsystems leitend mit ihm verbunden. Damit werden Erdschleifen verhindert, und der das ganze System umhüllende „Faradaysche Käfig" schirmt die Schaltungen und Leitungen elektrostatisch ab.

Mit dieser Schaltung und dem angegebenen Leitungstyp können Entfernungen bis zu 100 m ($f_{max} \leqq 20$ kHz) bzw. 200 m ($f_{max} \leqq 10$ kHz) sicher überbrückt werden.

Durch den zusätzlichen Klemmwiderstand R_P wird die gezeigte Schaltung zu einem universellen Eingangsinterface vorzugsweise für Steuersignale (Bilder 3b, 3c, 3d). Die angegebene Dimensionierung gewährleistet SI-1.2-(IMS-1-)Kompatibilität ($F_{IL} \approx 2$), kann aber darüber hinaus auch mit offenen Kollektoren angesteuert werden, wobei R_P als Kollektorwiderstand wirkt, sowie mit potentialfreien Schwachstromkontakten. Falls die Ansteuerung ausschließlich mit TTL-Gattern erfolgen soll, kann R_P hochohmiger gewählt werden, z. B. 18 kΩ. Die maximale Leitungslänge wird durch den Spannungsabfall vom L-Eingangsstrom (maximal 3 mA) begrenzt. Die Universalität, die höhere Störfestigkeit sowie die Einsparung von Leiterplattenfläche und Bestückungsaufwand sind die Hauptvorteile des gezeigten Interface gegenüber der standardisierten Schaltung nach SI-1.2-Empfehlung [3].

Tafel 1: Schwellwerte des Eingangsinterfaces im Bild 2

U_B in V	U_{IL} in V	U_{IH} in V
0	2,70	5,13
1,0	1,50	3,93
1,5	0,90	3,33
1,75	0,60	3,03
2,0	0,30	2,73
5,0	−3,30	−0,87

Tafel 2: Normierte Grenzdauer t_{St}/τ von Störimpulsen (zu Bild 3)

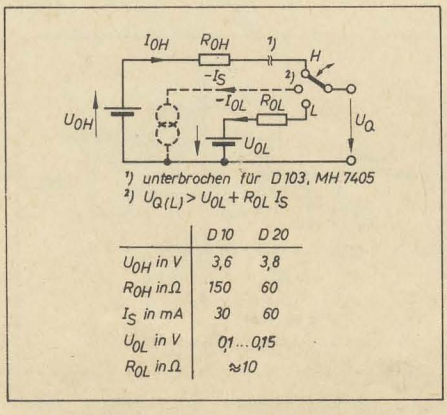
U_{IH} in V	U_{StL} in V		
	+1,0	0	−0,8
2,4	1,81	0,67	0,46
3,3	2,30	0,99	0,70
4,75	2,79	1,35	1,01

Tafel 3: **Normierte Grenzdauer t_{St}/τ von Störimpulsen (zu Bild 3)**

U_{IL} in V	U_{St} in V		
	2	5	10
0,15	∞	0,57	0,25
0,4	3,35	0,49	0,21
0,8	1,45	0,36	0,17

Tafel 4: Normierte Flankenverzögerung im Eingangsinterface im Bild 3

U_{IH}/U_{IL} in V	t_{DHL}/τ	t_{DLH}/τ
2,4 /0,8	0,26	3,13
3,0 /0,4	0,75	1,36
3,3 /0,2	0,92	1,16
3,6 /0,15	1,03	1,00
4,75/0,4	1,26	0,59



	D 10	D 20
U_{0H} in V	3,6	3,8
R_{0H} in Ω	150	60
I_S in mA	30	60
U_{0L} in V	0,1...0,15	
R_{0L} in Ω	≈10	

Bild 4: Ersatzschaltbild einer TTL-Ausgangsstufe

Univibrator

Alle nachfolgend beschriebenen Schaltungen haben ähnlichen Aufbau: ein TTL-Gatter steuert das zeitbestimmende RC-Glied an, die Spannung über C_T oder R_T wird von der A 902 D ausgewertet. Auf die Herleitung und Wiedergabe der allgemeinen, z. T. unübersichtlichen Beziehungen wurde im Interesse einer überschaubaren Darstellung verzichtet. Die zugeschnittenen Dimensionierungsformeln gelten unter den im ersten Abschnitt genannten Voraussetzungen, ihre Gültigkeit wurde durch Messungen bestätigt. Die Temperaturkoeffizienten der Zeitgrößen wurden lediglich ohne Berücksichtigung der TK von R_T, C_T berechnet. Sie können daher nur als grobe Richtwerte gelten.

Bild 5 zeigt einen nichtnachtriggerbaren Univibrator mit Differenzierglied, der von

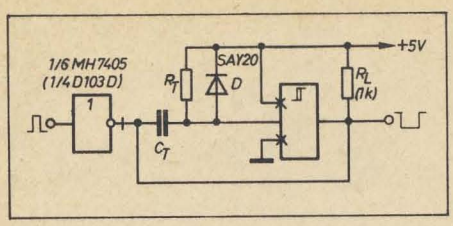


Bild 5: Univibrator (Triggerung durch L-H-Flanke)

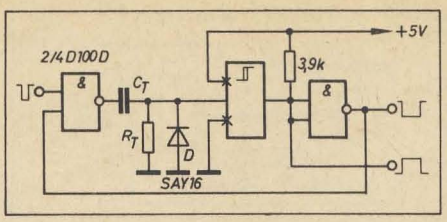


Bild 6: Univibrator (Triggerung durch H-L-Flanke)

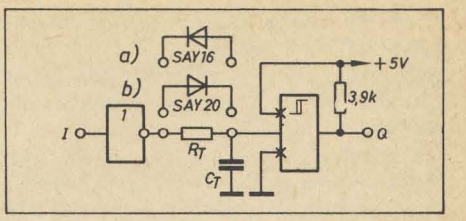


Bild 7: Verzögerungsschaltung

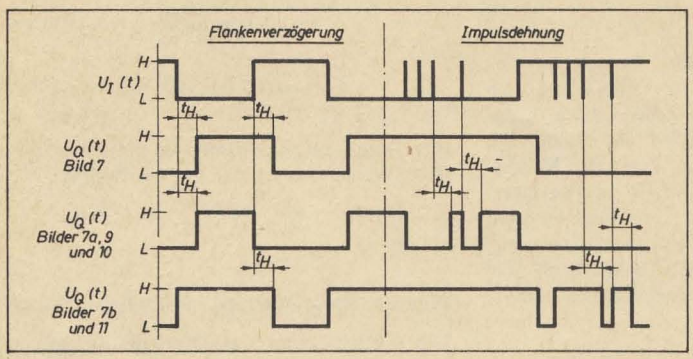


Bild 8: Impulsdiagramm zu den Bildern 7, 9, 10 und 11

der L-H-Flanke angestoßen wird. Die Funktion ist aus dem Bild ersichtlich. Der Treiber ist ein Inverter mit offenem Kollektor, da die Rückführung über Wired-OR realisiert wird. Die Diode D überbrückt nach dem Zurückkippen der Schaltung für den Entladestrom von C_T niederohmig R_T und verkürzt damit die Erholzeit. Wird die Diode entfernt, übernimmt die wesentlich hochohmigere Isolationsdiode im Eingang der IS den Entladestrom. Für die Haltezeit gilt unter der Funktionsbedingung 300 ns $< t_{IH} < t_H$:

$$t_H \approx 0{,}6\, C_T R_T \qquad (2)$$

(für $t_{IH} > t_H$ ist $t_{0L} = t_{IH}$), falls die Erholzeit

$$t_R > C_T\,(3R_L + 1{,}8R_T) \qquad (3)$$

eingehalten wird. Für $R_T \gg R_L$ vereinfacht sich Gl. (3)

$$t_R > 1{,}8\, C_T R_T \qquad (3a)$$

Mit den Bedingungen $C_T R_T \geqq 5\ \mu s$, 1 kΩ $\leqq R_T \leqq$ 1 MΩ und 1 nF $\leqq C_T \leqq 100\ \mu$F erhält man die optimalen Wertebereiche.

Die Haltezeit hat einen geringen negativen Temperaturkoeffizienten von etwa $-9 \cdot 10^{-4}\,K^{-1}$ und ist von U_S ebenfalls negativ abhängig.

Die Schaltung im Bild 6 wird durch die H-L-Flanke getriggert und besitzt komplementäre Ausgänge. Die Haltezeit beträgt

$$t_H \approx C_T R_T \qquad (4)$$

bei $R_T \gg R_{0H}$. Sie ist unter der Voraussetzung, daß vom H-L-Sprung am Treiberausgang bis zur nächsten auslösenden Flanke eine Erholzeit

$$t_R > 1{,}3\, C_T R_T \text{ (mit Entladediode D)} \qquad (5)$$

bzw.

$$t_R' > 3\, C_T R_T \text{ (ohne Entladediode D)} \qquad (5a)$$

vergeht, unabhängig von t_{IL}. Auf Grund der Laufzeit in der A 902 D soll aber auch hier $t_{IL} > 300$ ns sein. Der Wertebereich für R_T ergibt sich aus der Bedingung für Gl. (4) 3 kΩ $\leqq R_T \leqq$ 1 MΩ. Für C_T gilt der o. g. Wertebereich. Der Temperaturkoeffizient der Haltezeit ist positiv, TK $\approx +5 \cdot 10^{-3}\,K^{-1}$.

Tafel 5: Eigenschaften der nachtriggerbaren Univibratoren

Bild	verzögerte Flanke	t_H/τ	K_I[1])	K_D[2])	R_T in kΩ	TK in K^{-1} [7])
7a	LH	0,8/1,0[3])	0,04/0,09[4])	0,03/0,08[4])	3 ...1 000	$+0{,}6 \cdot 10^{-3}$
7b	HL	0,8/1,0[3])	0,5	0,25	1 ...1 000	$+4{,}3 \cdot 10^{-3}$
9	LH	0,65	0,07/0,16[4])	0,05/0,13[4])	0,5... 3,5	$-0{,}5 \cdot 10^{-3}$
10	LH	0,46 ± 2,5 %	0,06/0,13[4])	0,05/0,12[4])	0,5...1 000	$-0{,}02 \cdot 10^{-3}$
11[5])	HL	0,9	0,5	0,25	3 ...1 000	$+4{,}3 \cdot 10^{-3}$
11[6])	HL	1,15 ± 10 %	3,4	0,4	20 ...1 000	$+5{,}4 \cdot 10^{-3}$

[1]) $t_I \geqq K_I C_T$, [2]) $t_D \approx K_D C_T$, [3]) $t_I = K_I C_T / t_I > 2\,\tau$, [4]) D 10, [5]) ohne R_L, [6]) $R_L = 1$ kΩ, [7]) $+25\,°C \leqq \vartheta \leqq +55\,°C$ (t_I in μs, C_T in nF, t_D in μs)

Flankenverzögerung

Die Schaltung im Bild 7 (ohne Diode) verzögert die Vorder- und die Rückflanke des Eingangsimpulses. Bei Verwendung eines Standardgatters als Treiber ergibt sich aus dem Verhältnis der Schwellwerte der A 902 D und den typischen Werten U_{0H}/U_{0L} unter der Voraussetzung

$$t_I > 3\, C_T R_T$$

eine gleiche Verzögerungszeit für beide Flanken (s. auch Tafel 4):

$$t_{DLH} \approx C_T(R_T + R_{0H}) \approx C_T R_T \quad (R_T \gg R_{0H}) \qquad (6a)$$

$$t_{DHL} \approx 1{,}03\, C_T R_T \qquad (6b)$$

Die Wertebereiche für τ, C_T, R_T entsprechen den für Bild 5 genannten (für R_T = 4,7...5,6 kΩ ergibt sich rechnerisch $t_{DLH} = t_{DHL}$). Die Verzögerungszeiten haben unterschiedliche Temperaturkoeffizienten (s. Tafel 5).

Aus Bild 8 kann man die Möglichkeiten zur Impulsverkürzung bzw. -verkopplung direkt ablesen, die sich durch Verknüpfung des Ein- und Ausganges der Schaltung über ein NAND-, NOR-, Wired-OR-, AND- bzw. Exklusiv-OR-Gatter ergeben.

Nachtriggerbare Univibratoren

Wird die Schaltung im Bild 7 durch eine Diode ergänzt, entsteht eine Impulsdehnschaltung mit dem Verhalten eines nachtriggerbaren Univibrators. Das Impulsdiagramm beider Varianten zeigt Bild 11, die Dimensionierung die Tafel 5. Die Variante 7a ist für positive Eingangsimpulse ausgelegt. Variante 7b für negative. Der Eingangsimpuls muß eine bestimmte Minimaldauer haben, um C_T voll umzuladen. Die verbleibende Abhängigkeit der Haltezeit t_H von t_I ist durch die Flußspannung U_F der Diode bedingt. Die Vorderflanke des Ausgangsimpulses wird zur Vorderflanke des Eingangsimpulses um t_D verzögert, woraus sich die Dauer des Ausgangsimpulses ergibt:

$$t_Q = t_I - t_D + t_H \approx t_I + t_H \qquad (7)$$

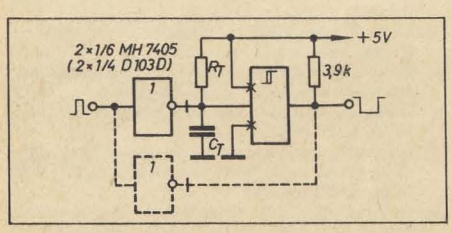


Bild 9: Nachtriggerbarer Univibrator (positiv getriggert)

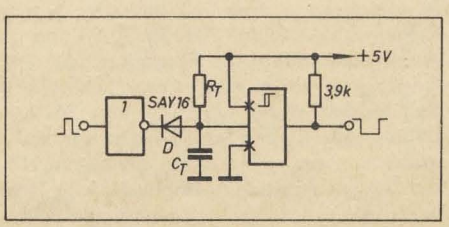


Bild 10: Hochstabiler nachtriggerbarer Univibrator

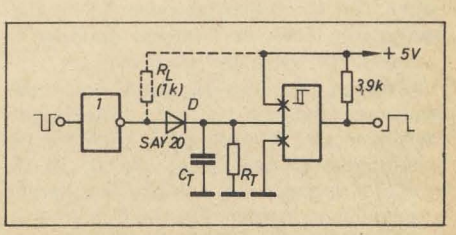


Bild 11: Nachtriggerbarer Univibrator (negativ getriggert)

(Diese Beziehung ist auch für die folgenden Schaltungen günstig.)

Beide Varianten sind nicht für Anwendungen mit hohen Genauigkeitsforderungen geeignet.

Die Schaltung im Bild 9 für positive Triggerimpulse verwendet zum Entladen von C_T einen Inverter mit offenem Kollektor (1/4 D 103 D o. ä.). Die Reproduzierbarkeit von t_H wird dadurch verbessert, daß als Ladespannung direkt U_S verwendet wird. Sie wird jedoch durch den relativ hohen, stark exemplar- und temperaturabhängigen Reststrom $-I_{CER}$ des Treibers beeinträchtigt. Für den Katalogwert $-I_{CER} = 50\ \mu A$ ergibt sich bei einem zulässigen Zeitfehler von 5 % der recht niedrige obere Grenzwert von $R_T \leqq 3{,}5\ k\Omega$.

Die o. a. Nachteile beseitigt die Schaltung im Bild 10, bei der der Einfluß des Diodensperrstromes (im nA-Bereich) auf den Ladevorgang auch bei $R_{T\,max}$ vernachlässigt werden kann. Exemplarstreuungen von U_{0L} und U_F haben im Rahmen der angegebenen Toleranz auf t_H relativ geringen Einfluß. Ihre Temperaturabhängigkeit bewirkt dagegen eine sehr gute Temperaturkompensation. Da t_H nicht von U_{0H} beeinflußt wird (falls $U_{0H} \geqq 2$ V), kann ein beliebiges TTL-Gatter als Treiber verwendet werden.

In der Schaltung für negative Triggerimpulse (Bild 11) hängt gegenüber der im Bild 7b t_H wesentlich schwächer von t_I ab. Wird ein zusätzlicher Ladewiderstand verwendet, ist auch die Exemplarstreuung von U_{0H} ohne Einfluß. Schwankungen von U_F wirken sich jedoch stärker aus, auch t_I und t_D sowie der Temperaturkoeffizient sind bis um zwei Größenordnungen höher. Vorteilhaft ist dagegen die 2,5fache Haltezeit bei gleicher Zeitkonstante.

In den Bildern 6, 7a, 9 und 10 wird der Spitzenentladestrom durch die endliche Stromverstärkung des unteren Treiberausgangstransistors begrenzt. Dieser arbeitet dabei kurzzeitig im aktiven Bereich und wirkt in grober Näherung als Stromquelle mit dem Sättigungsstrom I_S (s. Bild 4). Aus den unterschiedlichen I_S-Werten bei sonst äquivalenten Schaltkreisen verschiedener Hersteller ergeben sich die abweichenden Werte für t_I, t_D in Tafel 5.

Dieser Betrieb ist in den angegebenen Schaltungen unkritisch, da die Verlustwärme im Treiberschaltkreis niedrig bleibt. Für die belastungsmäßig ungünstigste Schaltung (Bild 9) wurde z. B. eine maximale Impulsenergie je Entladevorgang von $W_{CE} \approx 13\ C_T$ (W_{CE} in nJ, C_T in nF) ermittelt. Daraus ergibt sich mit $C_T = 100\ \mu F$, $R_T = 1\ k\Omega$ und $f_I = 16$ Hz eine zusätzliche Verlustleistung von etwa 12 mW. Für alle angegebenen Schaltungen kann also C_T im Bereich

$$100\ pF \leqq C_T \leqq 100\ \mu F$$

liegen. Auf einen Schutzwiderstand im Treiberausgang kann im Interesse geringer t_I- und t_D-Werte verzichtet werden.

Falls die Verzögerung der Vorderflanke des Ausgangsimpulses durch t_D und die Signallaufzeit in der A 902 D stört, kann für die Schaltungen in den Bildern 7a, 9, 10 die im Bild 9 angegebene einfache Erweiterung vorgenommen werden. Für die Schaltungen in den Bildern 7b und 10 sind jedoch zwei bis drei Gatter zusätzlich erforderlich.

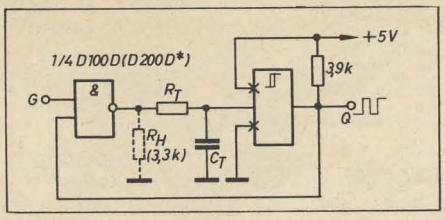


Bild 12: Astabiler Multivibrator

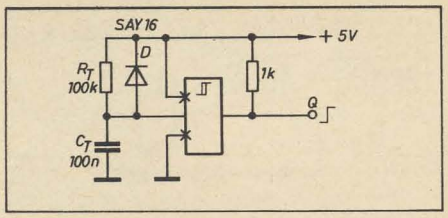


Bild 13: Rückstellimpulsgeber

Astabiler Multivibrator

Durch Rückkoppeln des Ausganges der Verzögerungsschaltung im Bild 7 an den Eingang entsteht die freischwingende Kippschaltung im Bild 12. Wird als Treiber ein NAND-Gatter eingesetzt, kann der Multivibrator über den Eingang G getastet werden (G = L ≙ Q = H). Liegt am Eingang H-Potential, wird C_T periodisch zwischen U_{TH} und U_{TK} umgeladen, Q wechselt also im gleichen Rhythmus zwischen H- und L-Pegel:

$$t_{0L} \approx 0{,}62\ C_T(R_T + R_{0H}) \quad (U_{0H} = 3{,}6\ V \triangleq D\ 10) \qquad (8a)$$

bzw.

$$t_{0L} \approx 0{,}56\ C_T(R_T + R_{0H}) \quad (U_{0H} = 3{,}8\ V \triangleq D\ 20) \qquad (8b)$$

und

$$t_{0H} \approx 0{,}57\ C_T R_T \quad (U_{0L} = 0{,}15\ V) \qquad (9a)$$

bzw.

$$t_{0H} \approx 0{,}60\ C_T R_T \quad (U_{0L} = 0{,}10\ V) \qquad (9b)$$

Das Ausgangssignal ist also fast symmetrisch mit einer Periode

$$T \approx 1{,}2\ C_T R_T \qquad (10a)$$

bzw. Frequenz

$$f \approx 0{,}83/C_T R_T \qquad (10b)$$

Zur Erreichung einer guten Symmetrie für Standardgatter sollte $R_T \gg R_{0H}$ sein. Für höhere Frequenzen kann die Symmetrie bei HTTL-Gatter (D 20) einfach durch Einbeziehung von R_{0H} ($R_{T\,opt} = 1{,}0...2{,}0\ k\Omega$), für tiefe Frequenzen ($R_T \gg R_{0H}$) durch Absenkung von U_{0H} mit $R_H = 3{,}3...3{,}9\ k\Omega$ weiter verbessert werden. Der optimale Wertebereich für R_T liegt mit o. a. Einschränkungen zwischen 1 kΩ und 1 MΩ, für C_T zwischen 100 pF und 100 µF und der sinnvolle Frequenzbereich zwischen 10 mHz und 100 kHz, wobei der untere Wert hochwertige Kondensatoren erfordert (Tantal) und der obere bereits von Laufzeiteffekten beeinflußt wird. Der Hauptanwendungsbereich dieser Schaltung wird jedoch im unteren Frequenzbereich liegen, z. B. für Blinkgeber zur Fehlermeldung oder für Taktgeber in einfachen Ablaufsteuerungen. Die Temperaturabhängigkeit der Schaltung wurde für Standardgatter wie folgt errechnet:

	t_{0L}	t_{0H}	T	f
TK in mK^{-1}	+0,2	+4,7	+6,7	−6,7

Prinzipiell kann natürlich jede der Schaltungen in den Bildern 7a, 7b, 9, 10 und 11 durch Verbindung des Ausganges mit dem Eingang in einen Multivibrator umgewandelt werden, wobei allerdings das Tastverhältnis sehr niedrig ist. Da dies für Taktgeber von untergeordneter Bedeutung ist, die Frequenzstabilität dagegen möglichst hoch sein soll, bietet sich hierfür die Schaltung im Bild 10 mit folgenden Eigenschaften im astabilen Betrieb an:

$$t_{0L} \approx 0{,}34\ C_T R_T \qquad (11a)$$

und

$$t_{0H} \approx 0{,}05\ C_T \quad (D\ 10) \qquad (11b)$$

t_{0H} in µs, C_T in nF

Der Temperaturkoeffizient ist um eine Größenordnung besser als der im Bild 12

$$TK_{(f)} \approx -6{,}5 \cdot 10^{-4}\ K^{-1} \quad (t_{0L} \gg t_{0H})$$

[1] [5].

Weitere Anwendungen, Schlußbetrachtung

Die A 902 D kann vorteilhaft als Ausgangsverstärker für den Optokoppler MB 101 in Potentialtrennbausteinen für mittlere Datenraten (bis etwa 20 K bit/s) zwischen weit entfernten oder eigensicheren Meßwertgebern und einem TTL-System oder für stark gestörte Steuersignale verwendet werden. Die relativ langen Schaltzeiten des Optokopplers und der IS sorgen für eine wirksame Störimpulsunterdrückung ohne zusätzliche Bauelemente.

Als letztes Beispiel soll der Rückstellimpulsgeber im Bild 13 genannt werden. Beim Einschalten der Speisespannung liegt am Ausgang so lange L-Pegel an, daß über die angeschlossenen Reset-Eingänge von Flip-Flops und Zählern diese sicher in eine definierte Ausgangslage gesetzt werden. Die Diode bewirkt eine niedrige Erholzeit der Schaltung und damit eine sichere Funktion auch bei kurzen Spannungsausfällen. Der Ausgangslastfaktor beträgt $F_{0L} = 30$.

Die im Beitrag vorgestellten Schaltungen zeigen den vorteilhaften Einsatz der IS A 902 D in TTL-Systemen, vor allem für hochohmige Interfaceanwendungen sowie für Zeitschaltungen mit Zeitkonstanten im Mikrosekunden- bis Sekundenbereich, wo sie mit besseren Eigenschaften bei geringerem Aufwand die bisher üblichen diskreten Ergänzungsschaltungen ersetzen oder wenig verbreitete Spezial-IS substituieren können. Die angegebenen Dimensionierungsregeln sind unmittelbar in der Schaltungspraxis verwertbar (weitergehende Toleranzanalysen können bei Bedarf z. B. nach [6] durchgeführt werden).

Literatur

[1] Armgarth, D.: Integrierte Schaltungen für Kameras. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 10, S. 333–335

[2] Kühnel, C.: Zeitschalter mit A 902 als universelles Verzögerungselement. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 5, S. 308

[3] Kühn, E.; Schmied, H.: Integrierte Schaltkreise. Berlin: VEB Verlag Technik 1972

[4] Kampe, H.: Betrachtungen zur Störsignalunterdrückung durch ein Integrationsglied in Steuerleitungen. radio fernsehen elektronik 22 (1973) H. 22, S. 721–723

[5] Armgarth, D.: Integrierter astabiler Multivibrator D 901 C. radio fernsehen elektronik 23 (1974) H. 21, S. 691 und 692

[6] Turinsky, G.: Zur Genauigkeit elektronischer Zeitgeber mit RC-Tiefpaß. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 24, S. 793 und 794, 803 und 804

Ersatzschaltungen für elektrisch kurze Leitungen

Dipl.-Ing. GÜNTER TURINSKY

Zur Verringerung des Meß- und Rechenaufwandes bei Störspannungsuntersuchungen kann mit einfachen Ersatzschaltungen anstelle von Verdrahtungsleitungen gearbeitet werden. Dieser Beitrag beschäftigt sich mit der Approximation kurzer Leitungen durch diskrete Ersatzelemente und leitet die wichtigsten mathematischen Beziehungen für verschiedene Belastungsfälle her.

In der Impulstechnik wird unter einer elektrisch kurzen Leitung im allgemeinen eine Leitung verstanden, deren Länge so klein ist, daß die elektromagnetische Welle während der Schaltflankenzeit diese Länge mehrfach durchlaufen kann. Das bedeutet, daß die Impulsreaktion vom Leitungsende schon während der Schaltflanke am Leitungsanfang eintrifft. Für einen Impuls mit der Schaltflanke t_r und eine Leitung der Länge l mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit v liegt eine kurze Leitung bei Erfüllung der Ungleichung $l/v \ll t_r$ und eine lange Leitung bei $l/v \gg t_r$ vor. Daraus geht eindeutig hervor, daß die Festlegung elektrisch kurze bzw. lange Leitung nicht absolut ist, sondern stets von der Schaltflanke des Impulses und der geometrischen Länge der Leitung abhängt. Deshalb kann es durchaus vorkommen, daß eine bestimmte Leitungslänge für TTL-Schaltflanken elektrisch kurz, für ECL-Schaltflanken aber elektrisch lang ist.

Für viele Störspannungsuntersuchungen im Zusammenhang mit der Verdrahtung von digitalen integrierten Schaltkreisen auf Leiterplatten vermindert sich der Meß- und Rechenaufwand wesentlich, wenn mit einfachen Ersatzschaltungen anstelle von Leitungen gearbeitet werden kann [1].

In dieser Arbeit wird versucht, für eine am Anfang und Ende mit integrierten Schaltkreisen beschaltete Leitung entsprechend Bild 1 die gültigen Ersatzschaltungen zu definieren. Die erreichte Approximationsgüte wird diskutiert.

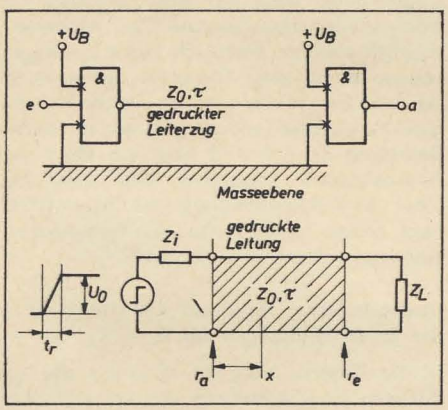


Bild 1: Zusammenschaltung von zwei integrierten Schaltkreisen und die entsprechende Ersatzschaltung

Grundlagen

Für die mathematische Behandlung der Impulsausbreitung entlang einer HF-Leitung wird zur Vereinfachung von folgenden Voraussetzungen ausgegangen:

- energielose Leitung im Einschaltmoment
- verlustlose Leitung ($R' = G' = 0$)
- bekannte Anfangsbedingungen
- Leitungsanfang und Leitungsende sind ohmsch abgeschlossen
- die Leitung soll durch einfache RLC-Schaltungen approximiert werden.

Man erhält mit Hilfe der Laplace-Transformation als Lösung der Leitungsgleichungen für den Spannungsverlauf entlang der Leitung die Gl. (1)

$$u(x,p) = U_0(p)\,\frac{Z_0}{Z_0 + R_i}\,\frac{\exp\left(-p\,\frac{x}{v}\right) + r_e \exp(-2p\tau)\cdot\exp\left(p\,\frac{x}{v}\right)}{1 - r_a r_e \exp(-2p\tau)} \qquad (1)$$

Darin bedeuten

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \text{Wellenwiderstand der verlustlosen Leitung} \qquad (2)$$

$$r_a = \frac{Z_0 - R_i}{Z_0 + R_i} = \text{Reflexionsfaktor am Leitungsanfang} \qquad (3)$$

$$r_e = \frac{R_L - Z_0}{R_L + Z_0} = \text{Reflexionsfaktor am Leitungsende} \qquad (4)$$

$U_0(p)$ = Laplace-Transformierte des eingespeisten Impulssprunges
x = Abstand vom Leitungsanfang (5)
$\tau = l/v$ = Laufzeit der Leitung
l = Länge der Leitung

Gl. (1) ist die Basis für alle weiteren Betrachtungen.

Leerlauf am Leitungsende

($R_L = \infty$; $r_e = +1$)

Ist das Leitungsende unbeschaltet, dann hat die Spannung am Leitungsanfang ($x = 0$) nach Gl. (1) folgenden Verlauf:

$$u(O,p) = U_0(p)\,\frac{Z_0}{Z_0 + R_i}\,\frac{1 + \exp(-2p\tau)}{1 - r_a \exp(-2p\tau)} \qquad (6)$$

Da die einhüllende Funktion der auf der Anstiegsflanke nachzuweisenden Teilreflexionen einer e-Funktion entspricht, ist es naheliegend, in diesem Fall die Leitung durch eine diskrete Kapazität zu ersetzen. Aus der Ersatzschaltung im Bild 2 ergibt sich für den Spannungsverlauf am Kondensator

$$u_C(p) = U_0(p)\,\frac{1}{1 + p R_i C} \qquad (7)$$

Die Kapazität erhält man durch einen Vergleich der Gln. (6) und (7). Dazu ist es notwendig, die e-Funktionen in Gl. (6) in Potenzreihen zu entwickeln und auf eine Form zu bringen, die der von Gl. (7) sehr nahekommt

$$u(O,p) = U_0(p)\,\frac{1}{1 + p\,\frac{R_i}{Z_0}\,\tau} \qquad (6a)$$

Der unmittelbare Vergleich der Gln. (6a) und (7) ergibt eine Kapazität

$$C = \frac{\tau}{Z_0} \qquad (8)$$

die gleichzeitig die Leitungskapazität ist.

$$\frac{\tau}{Z_0} = \frac{l}{v}\sqrt{\frac{C'}{L'}} = C'l = C_{\text{Leitung}} \qquad (9)$$

Daraus ist ersichtlich, daß eine am Ende offene Leitung durch eine Kapazität ersetzt werden kann. Z_0 und τ können mit den bekannten Verfahren aus der Impulsreflektometrie gemessen werden.

Kurzschluß am Leitungsende

($R_L = 0$; $r_e = -1$)

Ist das Leitungsende kurzgeschlossen, so ergibt sich für den Spannungsverlauf am Leitungsanfang ($x = 0$) nach Gl. (1) die Beziehung

$$u(O,p) = U_0(p)\,\frac{Z_0}{Z_0 + R_i}\,\frac{1 - \exp(-2p\tau)}{1 + r_a \exp(-2p\tau)} \qquad (10)$$

Da im Kurzschlußfall ein erhöhter Strom durch die Leitung fließt, kommt vor allem die Induktivität der Leitung zur Wirkung. Es liegt deshalb nahe, für diesen Fall als Ersatzschaltung der Leitung eine Induktivität entsprechend Bild 3 vorzusehen. Für den Spannungsverlauf über der Induktivität gilt

$$U_L(p) = U_0(p)\,\frac{pL}{R_i + pL} \qquad (11)$$

Nach der Reihenentwicklung von Gl. (10) bis zu einem bestimmten Ausdruck

$$u(O,p) = U_0(p)\,\frac{p\tau Z_0}{R_i + p\tau Z_0} \qquad (10a)$$

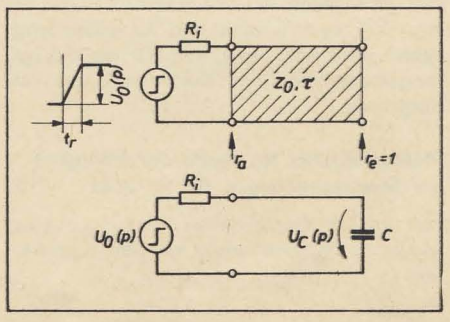


Bild 2: Ersatzschaltung für eine am Ende offene Leitung

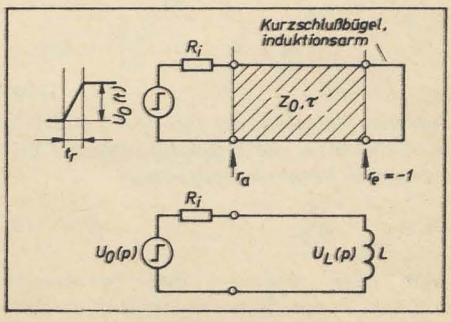


Bild 3: Ersatzschaltung für eine am Ende kurzgeschlossene Leitung

ergibt der Vergleich der Gln. (10a) und (11) für die Induktivität der Leitung

$$\tau Z_0 = L'l = L_{\text{Leitung}} \qquad (12)$$

Zu dem gleichen Ergebnis gelangt man, wenn die Leitungskapazität in Gl. (9) durch die duale Beziehung zwischen der Kapazität und der Induktivität einer Leitung $C = L/Z_0^2$ ersetzt wird.
Daraus folgt, daß eine am Ende kurzgeschlossene Leitung durch eine Induktivität ersetzt werden kann.

Belastung des Leitungsendes mit $R_L > Z_0$

Da eine am Ende offene Leitung durch eine diskrete Kapazität nachgebildet werden kann, müßte auch das hochohmig belastete Leitungsende durch eine ähnliche Ersatzschaltung approximierbar sein. Der Belastungswiderstand R_L hat zusätzlich, je mehr er sich dem Betrag des Wellenwiderstandes nähert, einen Einfluß auf den Spannungsverlauf auf der Leitung. Aus der zunächst angenommenen Ersatzschaltung im Bild 4 läßt sich für den Spannungsverlauf über dem Kondensator folgender Zusammenhang angeben:

$$u_C(p) = U_0(p)\,\frac{R_L}{R_i + R_L + pC\,R_i R_L} \qquad (13)$$

Nun gilt es, Gl. (1) für den Leitungsanfang und das Leitungsende in eine solche Form zu bringen, daß ein Vergleich mit Gl. (13) vorgenommen werden kann. Für den Leitungsanfang ($x = 0$) geht Gl. (1) in Gl. (14) über:

$$u(O,p) = U_0(p)\,\frac{Z_0}{Z_0 + R_i}\,\frac{1 + r_e \exp(-2p\tau)}{1 - r_e r_a \exp(-2p\tau)} \qquad (14)$$

Durch eine Reihenentwicklung und einige Näherungen erhält man schließlich für Gl. (14) die Form

$$u(O,p) \approx U_0(p)\,\frac{R_L}{R_i + R_L + p\tau\left(\dfrac{R_L R_i}{Z_0} - \dfrac{Z_0 R_i}{R_L}\right)} \qquad (14a)$$

Der Vergleich der Gln. (14a) und (13) liefert für die Ersatzkapazität am Leitungsanfang

$$C_a = \frac{\tau}{Z_0} - \frac{\tau Z_0}{R_L^2} \qquad (15)$$

Aus Gl. (1) folgt für das Leitungsende ($x = l$)

$$u(l,p) = U_0(p) \times \frac{Z_0}{Z_0 + R_i}\,\frac{\exp(-p\tau) + r_e \exp(-p\tau)}{1 - r_e r_a \exp(-2p\tau)} \qquad (16)$$

Eine Reihenentwicklung ergibt schließlich folgenden Ausdruck:

$$u(l,p) \approx U_0(p)\,\frac{R_L}{R_i + R_L + p\tau\left(\dfrac{R_L R_i}{Z_0} + Z_0\right)} \qquad (16a)$$

Aus dem Vergleich der Gln. (16a) und (13) erhält man für die Ersatzkapazität am Leitungsende folgende Beziehung

$$C_e = \frac{\tau}{Z_0} + \frac{\tau Z_0}{R_i R_L} \qquad (17)$$

Man kann erkennen, daß im Bereich $0 \leqq r_e \leqq 1$ der Spannungsverlauf am Leitungsanfang und -ende durch je eine diskrete Ersatzkapazität, die aus der Gl. (15)

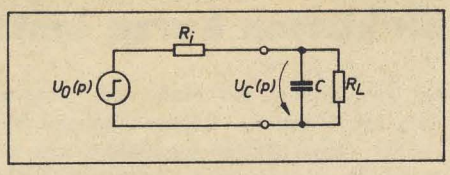


Bild 4: Ersatzschaltung für eine mit einem ohmschen Widerstand R_L belastete Leitung

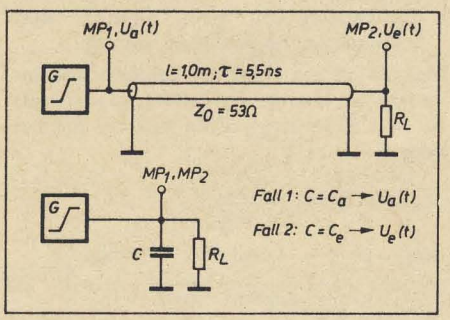


Bild 5: Meßschaltung für die Ermittlung des Spannungsverlaufs am Anfang und Ende des Koaxialkabels und an der Ersatzschaltung für $R_L > Z_0$

bzw. Gl. (17) zu berechnen ist, nachgebildet werden kann. Der Betrag der Ersatzkapazität wird vom Betrag des Belastungswiderstandes R_L beeinflußt. Für $R_L \rightarrow \infty$ gehen die Gln. (15) und (17) in Gl. (9) über.

Belastung des Leitungsendes mit $R_L < Z_0$

Aus den Überlegungen bezüglich des Spezialfalls $R_L = 0$ (Kurzschluß), wo als Ersatzschaltelement eine Induktivität ermittelt wurde, bietet sich auch für den Zwischenbereich $R_L < Z_0$ die Approximation einer Leitung durch eine Induktivität an. Da Leitungsinduktivität und Leitungskapazität dual zueinander sind, stellen die Gln. (15) und (17) eine wichtige Basis für einen analogen Schluß auf die Leitungsinduktivität dar. Eine gute Näherung ergibt sich mit einer Ersatzinduktivität, die nach Gl. (18) bzw. (19) berechnet wurde.
Ersatzinduktivität am Leitungsanfang:

$$L_a = \tau Z_0 - \tau \frac{R_L^2}{Z_0} \qquad (18)$$

Ersatzinduktivität am Leitungsende:

$$L_e = \tau Z_0 + \tau \frac{R_L R_i}{2Z_0} \qquad (19)$$

Gl. (18) bringt zum Ausdruck, daß sich die Ersatzinduktivität am Leitungsanfang mit der Verringerung des Lastwiderstandes bis $R_L = 0$ dem Wert der kurzgeschlossenen Leitung $L = \tau Z_0$ nähert. Für die Ersatzinduktivität am Leitungsende entsprechend Gl. (19) zeigt sich die gleiche Tendenz. Nur im Fall der Anpassung $R_L = Z_0$ unterscheiden sich beide Ersatzinduktivitäten in der Art, daß $L_a = 0$ wird und L_e einen endlichen Wert hat, der größer ist als die Leitungsinduktivität bei Kurzschluß am Leitungsende.

Meßtechnischer Nachweis der Gültigkeit der Ersatzschaltungen für $R_L > Z_0$

Für die meßtechnischen Untersuchungen wurde ein Koaxialkabel mit den Kennwerten

Länge l	= 1,0 m
Laufzeit τ'	= 5,5 ns/m
Wellenwiderstand Z_0	= 53 Ω

verwendet. Zur Realisierung der Forderungen $l/v \ll t_r$ und $l/v \gg t_r$ wurde als Impulsquelle ein Generator mit einstellbaren Flanken eingesetzt. Bild 5 zeigt die Prinzipschaltung der Meßanordnungen mit Koaxialkabel und Ersatzschaltungen.
Die Ersatzkapazitäten wurden für verschiedene Belastungswiderstände nach den Gln. (15) und (17) berechnet. Tafel 1 zeigt dazu die ausgewählten Belastungswiderstände und die berechneten Ersatzkapazitäten. Zum Nachweis der Gültigkeit der Ersatzschaltungen wurden die Flankenverläufe am Anfang (MP1) und Ende (MP2) des Koaxialkabels und an der Ersatzschaltung mit $C = C_e$ (Fall 1) und $C = C_a$ (Fall 2) aufgenommen. Entsprechend der Kabellaufzeit $\tau = 5{,}5$ ns wurden Impulsflanken von $t_{r1} = \tau = 5{,}5$ ns; $t_{r2} = 2\tau = 11$ ns; $t_{r3} = 4\tau = 22$ ns; $t_{r4} = 10\tau = 55$ ns gewählt. Dadurch wurde erreicht, daß für t_{r1} die Leitung noch als elektrisch lang zu betrachten ist, für t_{r2} gerade der theoretische Grenzfall zwischen elektrisch kurzer und langer Leitung erreicht und für t_{r3} bzw. t_{r4} die Leitung mit Sicherheit als elektrisch kurz anzusehen ist.

Tafel 1: Berechnete Ersatzkapazitäten für eine Koaxialleitung $Z_0 = 53$ Ω

$\tau = 5{,}5$ ns; l = 1,0 m; Generatorinnenwiderstand $R_i = 50$ Ω

Lastwiderstand R_L in Ω	C_a in pF (berechnet)	C_e in pF (berechnet)
∞	104	104
512	103	115
100	75	162
53	0	214

Einige Auszüge aus den Meßergebnissen zeigen die Bilder 6 und 7. Bild 6 zeigt die Spannungsverläufe am Anfang und Ende einer unbelasteten Koaxialleitung ($R_L = \infty$). Die Gegenüberstellung der Meßwerte von der Koaxialleitung und der Ersatzschaltung in einem Diagramm läßt die zunehmende Güte der Approximation mit wachsender Impulsflanke t_r besonders deutlich werden. Elektrisch kurze Leitungen können durch eine Kapazität approximiert werden. Die Meßergebnisse im Bild 7 zeigen die gleiche Tendenz. Mit zunehmender Belastung $R_L \rightarrow 0$ wird aber die Güte der Approximation schlechter. Die Belastung einer 53-Ω-Koaxialleitung mit $R_L = 100$ Ω liegt schon relativ nahe am wellenwiderstandsgerechten Leitungsabschluß.

Meßtechnischer Nachweis der Gültigkeit der Ersatzschaltungen für $R_L < Z_0$

In die Untersuchung der Eignung der induktiven Ersatzschaltung wurden zwei Koaxialleitungen und eine HF-Bandleitung einbezogen. Die Leitungslänge l und die Impulsflanke t_r wurden so gewählt, daß der Fall einer elektrisch kurzen Leitung über alle Meßreihen vorliegt. Der Belastungswiderstand R_L wurde dem Wellenwiderstand Z_0 der Leitungen angemessen variiert.
Bild 8 zeigt die Meßschaltung nach dem Vergleichsprinzip. Über zwei gleiche Kanäle eines Impulsgenerators wurde je eine Meßimpulsfolge mit der Flanke $t_r = 25$ ns auf die zu untersuchende Leitung und eine abgleichbare Induktivität gegeben. Durch Variation dieser Induktivität wurde versucht, eine möglichst gute Übereinstim-

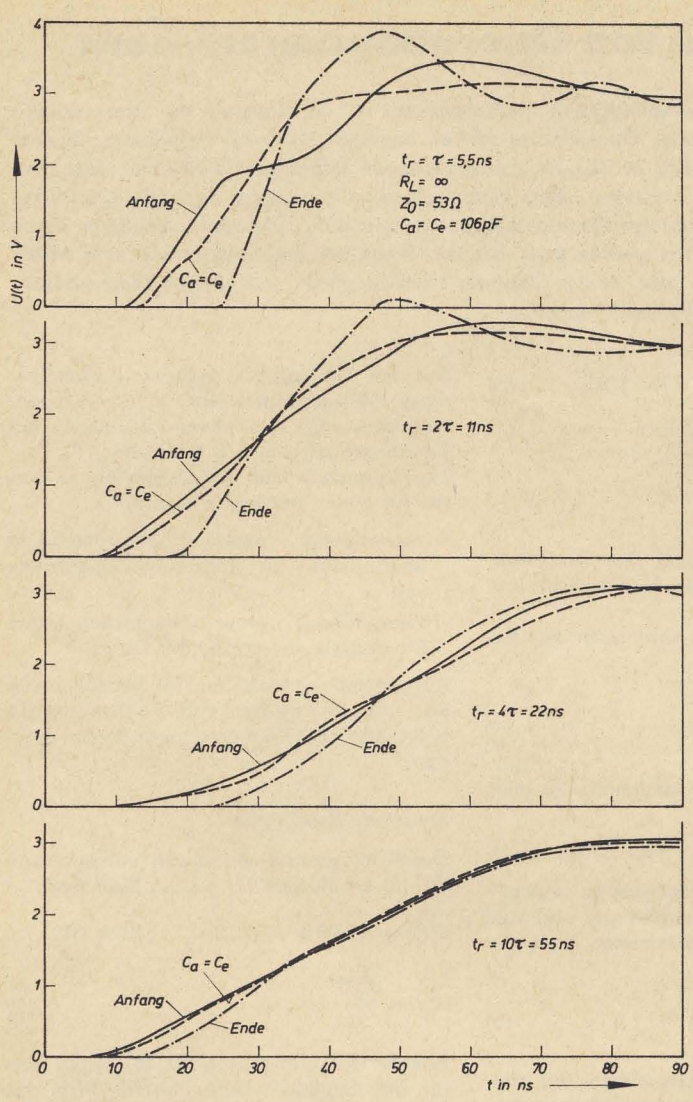


Bild 6: Spannungsverläufe an der Koaxialleitung und an der Ersatzschaltung. Parameter: Impulsflanke t_r

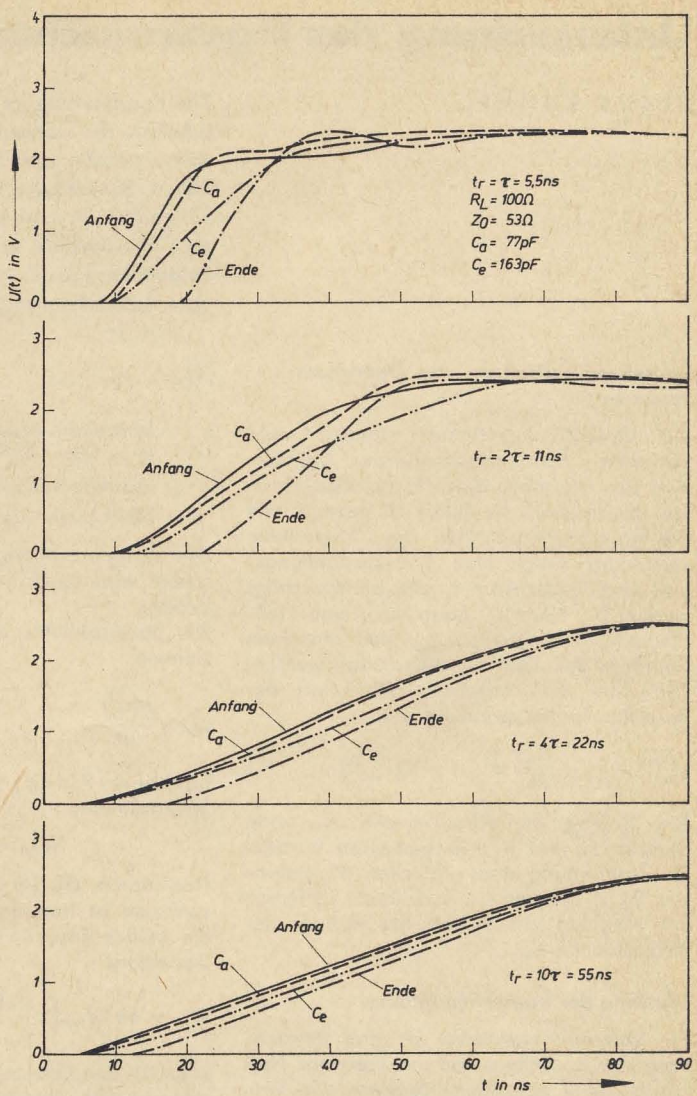


Bild 7: Spannungsverläufe an der Koaxialleitung mit $R_L = 100\ \Omega$ und an der Ersatzschaltung. Parameter: Impulsflanke t_r

Tafel 2: Gemessene und berechnete Ersatzinduktivitäten für eine 53-Ω-Koaxialleitung

$Z_0 = 53\ \Omega$; $\tau = 5{,}5$ ns; $L = \tau Z_0 = 292$ nH; $t_r = 25$ ns; $l = 1{,}0$ m; $R_i = 50\ \Omega$

Lastwiderstand R_L in Ω	L_a in nH gemessen	berechnet	L_e in nH gemessen	berechnet
42	100	108	390	400,1
31	150	192	340	371,9
20	200	250	320	343,4
11	280	279	300	320,0
0	290	292	—	(292,0)

Tafel 3: Gemessene und berechnete Ersatzinduktivitäten für eine 100-Ω-Koaxialleitung

$Z_0 = 100\ \Omega$; $\tau = 5{,}0$ ns; $l = 1{,}0$ m; $L = \tau Z_0 = 500$ nH; $t_r = 25$ ns; $R_i = 50\ \Omega$

Lastwiderstand R_L in Ω	L_a in nH gemessen	berechnet	L_e in nH gemessen	berechnet
91	190	86	600	613,8
82	300	163	600	602,5
51	530	369	600	563,8
20	540	480	600	525,0
10	530	495	540	512,5
0	530	500	—	(500)

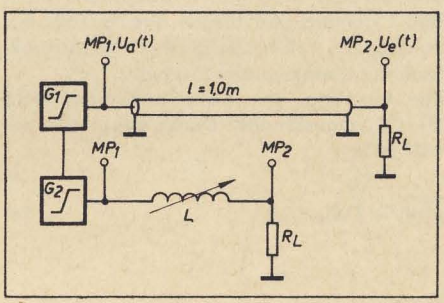


Bild 8: Meßschaltung zur Bestimmung der Ersatzinduktivität

Tafel 4: Gemessene und berechnete Ersatzinduktivitäten für eine 210-Ω-Bandleitung

$Z_0 = 210\ \Omega$; $\tau = 5{,}0$ ns; $L = \tau Z_0 = 1\,050$ nH; $l = 1{,}0$ m; $t_r = 25$ ns; $R_i = 50\ \Omega$

Lastwiderstand R_L in Ω	L_a in nH gemessen	berechnet	L_e in nH gemessen	berechnet
190	200	191	980	1 163
170	300	362	900	1 151
150	760	514	850	1 139
100	830	812	930	1 109
50	840	991	930	1 079
26	970	1 034	900	1 065
0	1 040	1 050	—	(1 050)

mung der Spannungsverläufe an den Meßpunkten zu erreichen. Die eingestellte Induktivität wurde mit einer Meßbrücke gemessen. In den Tafeln 2 bis 4 sind für die Koaxialleitungen $Z_{01} = 53\ \Omega$, $Z_{02} = 100\ \Omega$ und die Bandleitung $Z_0 = 210\ \Omega$ die meßtechnisch ermittelten und die über die Gln. (18) und (19) errechneten Induktivitäten für verschiedene Belastungswiderstände angegeben. Die Abweichungen zwischen gemessener und berechneter Induktivität sind von dem Belastungswiderstand abhängig. Im Bereich einer elektrisch kurzen Leitung wird L_a mit der Verringerung von R_L größer und erreicht bei $R_L = 0$ die Leitungsinduktivität $L = \tau Z_0$. Zum Vergleich sind in den Tafeln diese Leitungsinduktivitäten mit angegeben. Für die Ersatzinduktivität L_e am Leitungsende ist für $R_L \to 0$ eine Abnahme bis zum Betrag der Leitungsinduktivität feststellbar. Entscheidenden Einfluß auf den Spannungsverlauf hat aber das Verhältnis R_i/Z_0. Es bestimmt die Reflexionsfaktoren und damit die resultierenden Flanken.

Fehlerdiskussion

Die Meßergebnisse lassen erkennen, daß eine befriedigende Approximation einer Leitung durch eine diskrete Ersatzschaltung

Fortsetzung auf Seite 765

Untersuchung des Eigenrauschens von Operationsverstärkern

CLAUS KÜHNEL

Zur Konzipierung von empfindlichen Meßverstärkern ist die Kenntnis der Rauscheigenschaften der verwendeten Operationsverstärker unumgänglich. Für integrierte Operationsverstärker sind häufig in den Herstellerunterlagen Informationskennwerte dazu enthalten. Schwierigkeiten entstehen, wenn kein geeigneter integrierter Operationsverstärker vorhanden ist und beispielsweise ein integrierter, bipolarer Operationsverstärker durch eine FET-Vorstufe ergänzt werden muß. Da das Rauschen von Sperrschicht- und MOS-Feldeffekttransistoren stärker als das bipolarer Transistoren ist, muß diesem Thema besondere Aufmerksamkeit geschenkt werden.

Rauschersatzschaltung des Operationsverstärkers

Da Operationsverstärker mitunter recht komplexe Schaltungsstrukturen besitzen, wird das Rauschen durch Ersatzrauschquellen beschrieben. Im Bild 1 ist gezeigt, wie die Rauscheigenschaften des Operationsverstärkers durch eine Rauschspannungs- und eine Rauschstromquelle berücksichtigt werden [1]. Nunmehr kann auch eine Meßmethodik zur Bestimmung der einzelnen Beiträge der Quellen abgeleitet werden. Für den quadratischen Mittelwert der Rauschausgangsspannung gilt:

$$\overline{u_{ra}^2(t)} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 \overline{u_{re}^2(t)} + R_2^2\,\overline{i_{re}^2(t)} \qquad (1)$$

Der Beitrag der Rauschquelle u_{re} kann demzufolge bei $R_2 = 0$ gemessen werden. Bei Zuschaltung eines endlichen Widerstandes R_2 ist die nun festzustellende Differenz zur Messung mit $R_2 = 0$ der Beitrag der Rauschquelle i_{re}.

Messung der Rauschkenngrößen

Für Operationsverstärker ist eine Betrachtung des Rauschens von der Frequenz Null bis maximal zur Transitfrequenz des Verstärkers erforderlich. Da der untere Frequenzbereich ($f \leq 1$ kHz) in die Betrachtungen eingeschlossen wird, können die Rauschquellen nicht mehr als frequenzunabhängig betrachtet werden. Der im unteren Frequenzbereich dominierende Funkelanteil ist in den Betrachtungen zu berücksichtigen.

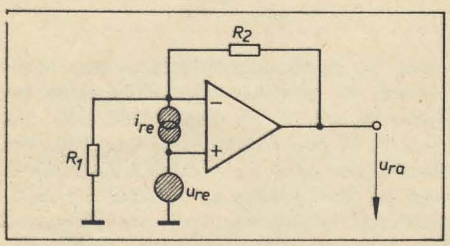


Bild 1: Schaltung zur Messung der Rauschspannung

Das Rauschen der Quelle i_{re} wird vornehmlich durch den Biasstrom des Operationsverstärkers erzeugt und kann z. B. bei Operationsverstärkern mit FET-Eingang oftmals vernachlässigt werden.

Das durch die Ersatzrauschquellen beschriebene Rauschen des Operationsverstärkers kann durch einen äquivalenten Rauschwiderstand bzw. leitwert ausgedrückt werden. Für das thermische oder auch Widerstandsrauschen gilt nach Nyquist:

$$\overline{u_r^2(t)} = 4kTR\Delta f \qquad (2a)$$

bzw.

$$\overline{i_r^2(t)} = 4kTG\Delta f \qquad (G = 1/R) \qquad (2b)$$

k = Boltzmann-Konstante
($k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K)

T = absolute Temperatur

Δf = Meßbandbreite

Die Frequenzabhängigkeit des Funkelrauschens wird durch einen Term f_n/f berücksichtigt.

Die Spektraldichte W_r wird nach der Beziehung

$$W_r = \frac{d\left(\overline{u_r^2}\right)}{df} \qquad (3)$$

berechnet. Für Gl. (2) bedeutet das eine Spektraldichte

$$W_{ru} = 4kTR \qquad (4)$$

Das durch Gl. (4) angegebene Rauschspektrum ist frequenzunabhängig und wird als weißes Rauschen bezeichnet. Nach der Beziehung

$$W_{ru} = 4kTR_{äqu}\left(1 + \frac{f_n}{f}\right) \qquad (5)$$

kann für den Operationsverstärker das charakteristische Rauschen beschrieben werden. Die Frequenz f_n kann hier als Funkelgrenzfrequenz bezeichnet werden, d. h., bei der Frequenz f_n geht der Funkelbereich in den Bereich des weißen Rauschens über. Bild 2 demonstriert diesen Sachverhalt. Für Frequenzen $f < f_n$ steigt das Rauschspektrum mit abnehmender Frequenz.

Zur Messung des Rauschspektrums wird Gl. (3) umgewandelt. Durch Integration erhält man

$$\overline{u_r^2(t)} = \int_{f_1}^{f_2} W_{ru}(f)\,df \qquad (6)$$

Der mit Gl. (6) angegebene Zusammenhang läßt sich durch eine selektive Spannungsmessung mit einem Bandpaß der Bandbreite $\Delta f = f_2 - f_1$ realisieren.

Zwei grundsätzliche Möglichkeiten existieren für eine derartige Messung:

- Verwendung eines durchstimmbaren Bandpasses mit konstanter Bandbreite und
- Verwendung eines durchstimmbaren Bandpasses mit konstanter Güte.

Ausgehend von den Gln. (4) bis (6) sollen nun die für weißes und Funkelrauschen geltenden Beziehungen angegeben werden.

Konstante Bandbreite

Durch Integration von Gl. (4) entsprechend Gl. (6) erhält man für weißes Rauschen:

$$\overline{u_r^2(t)} = 4kTRB = W_{ru}B \qquad (B = \Delta f)$$

$$W_{ru} = \frac{\overline{u_r^2(t)}}{B} \qquad (7)$$

Aus der Integration von Gl. (5) ergibt sich für die Spektralanteile einschließlich des Funkelbereichs:

$$\overline{u_r^2(t)} = 4kTR\left(B + f_n \ln\left(\frac{f_0 + \frac{B}{2}}{f_0 - \frac{B}{2}}\right)\right)$$

$$\overline{u_r^2(t)} = 4kTR\left(B + f_n \ln\left(1 + \frac{B}{f_0}\right)\right) \qquad (B \ll f_0)$$

$$W_{ru} = \frac{\overline{u_r^2(t)}}{B + f_n \ln\left(1 + \frac{B}{f_0}\right)}\left(1 + \frac{f_n}{f_0}\right) \qquad (8)$$

Fortsetzung auf Seite 759

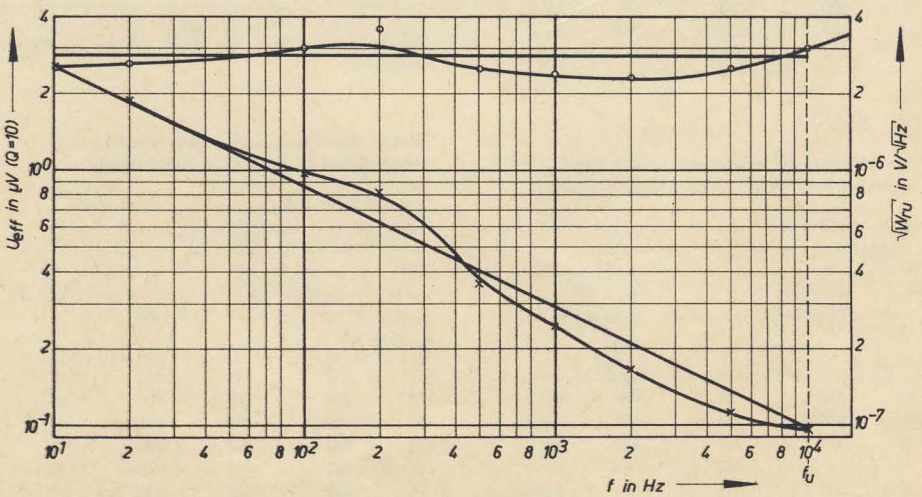


Bild 2: Effektive Rauschausgangsspannung und zugehöriges Spektrum

Thermische Kennwerte von Transistoren

Teil 2 und Schluß

Dipl.-Ing. RAINER ZIMMERMANN

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

2.2. Impulsbelastungsdiagramm

Das im Bild 11 gezeigte Impulsbelastungsdiagramm enthält den Verlauf des Impulswärmewiderstandes für eine Reihe von Tastverhältnisangaben in Abhängigkeit von der Impulszeit. Ohne daß es besonders herausgestellt wird, handelt es sich hierbei um die innere Wärmeimpedanz Z_{thjc}, da für den interessierenden Impulszeitbereich die thermischen Vorgänge im Inneren des Kristalls ablaufen und auch bei Temperaturkonstanthaltung des Gehäuses die meßtechnischen Probleme besser beherrscht werden.

Für eine Anwendung bei konstanter Gehäusetemperatur eines Transistors kann dieses Z_{th}-Diagramm unmittelbar benutzt werden. So beträgt z. B. nach Bild 11 bei einer Impulsbelastung von 1 ms Dauer bei einem Tastverhältnis von 0,1 der Impulswärmewiderstand 10 K/W. Die zulässige Verlustleistung bei 25 °C Umgebungstemperatur ergibt sich nach Gl. (13) mit 15 W.

$$P_{VM} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_c}{Z_{thjc}} \qquad (13)$$

Für die Betrachtung bei freitragender Montage sind die Temperaturbeiträge des inneren thermischen Netzwerkes und des als stationär zu behandelnden äußeren Wärmewiderstandes zu beachten. Aus den Gln. (13) und (14) erhält man durch Zusammenfassung der Gl. (15):

$$\vartheta_c - \vartheta_a = R_{thca}\, P_{VAV} \qquad (14)$$

$$\vartheta_j - \vartheta_a = Z_{thjc}\, P_{VM} + R_{thca}\, P_{VAV} \qquad (15)$$

$R_{thca} = R_{thja} - R_{thjc}$

$P_{VAV} = k\, P_{VM}$

Indizes:

M = Scheitelwert der Impulskomponente

AV = arithmetischer Mittelwert der Impulskomponente

Als Beispiel sei hier die Frage gestellt, ob der Transistor SF 126 bei freitragender Montage unter den Impulsbedingungen $t_p = 1$ ms und $k = 0{,}1$ eine Verlustleistung von $P_{VM} = 5$ W verträgt.

$$\vartheta_j - \vartheta_a = 10\ \text{K/W} \cdot 5\ \text{W} + 190\ \text{K/W} \cdot 0{,}5\ \text{W} = 145\ \text{K}$$

Bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C wird eine Sperrschichttemperatur von 170 °C erreicht, die noch unterhalb $\vartheta_{j\,max} = 175$ °C liegt, d. h., diese Einsatzbedingung ist noch zulässig.

Wird die Impulsbelastung einer gleichbleibenden Dauerbelastung überlagert, so erhält Gl. (15) noch ein weiteres Glied:

$$\vartheta_j - \vartheta_a = Z_{thje}\, P_{VM} + R_{thca}\, P_{VAV} + R_{thja}\, P_V \qquad (16)$$

Beim Auftreten nichtrechteckförmiger Belastung beliebiger Kurvenform empfiehlt sich die Umwandlung in ein oder mehrere äquivalente Rechteckimpulse gleichen Energieinhalts, wie es in [7] [8] beschrieben ist. Liegt eine rechteckförmige zusammengesetzte Verlustleistung vor bzw. ergibt die Umwandlung aus einer beliebigen Kurvenform eine solche, so ist die Sperrschichttemperatur für jeden Impuls einzeln zu berechnen.

Tafel 3: Elemente des thermischen Ersatzschaltbildes eines Transistors SF 126

n	R_{th} in K/W	τ_{th} in ms
1	16	2,4 10^{3}
2	17	2,92 10^{2}
3	10	4,1 10
4	5	3,4
5	2	3,8 10^{-1}
6	1,4	1,5 10^{-1}
7	1	9,3 10^{-3}

Im folgenden Beispiel soll die Sperrschichttemperatur eines Transistors SF 126 bei Belastung mit der im Bild 12 gezeigten Impulskombination überprüft werden. Es gelten die unter 1.2. angegebenen Grenzwerte und eine Umgebungstemperatur $\vartheta_a = 50$ °C.

Es kann nicht abgeschätzt werden, ob zum Zeitpunkt t_1 oder t_3 die maximale Sperrschichttemperatur auftritt, weshalb für

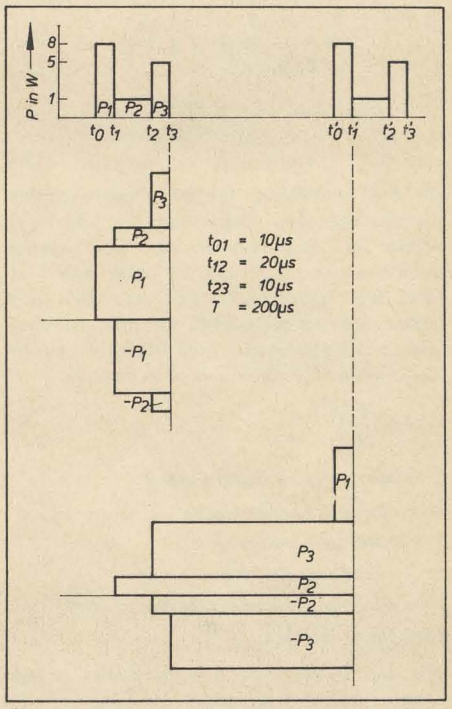


Bild 12: a) Impulsfolge für das Berechnungsbeispiel; b) Impulsdarstellung als Überlagerung von Belastungssprüngen

Fortsetzung von Seite 758

Konstante Güte

Ein Bandpaß konstanter Güte liegt vor, wenn das Verhältnis von Bandbreite B zur Mittenfrequenz des Bandpasses f_0 konstant ist

$$Q = \frac{f_0}{B} \qquad (9)$$

Arbeitet man Gl. (9) in die Gln. (7) und (8) ein, können die für die Rauschspektren geltenden Beziehungen bei der Messung mit einem Bandpaß konstanter Güte angegeben werden.

Für weißes Rauschen gilt mit den Gln. (7) und (9):

$$\overline{u_r^2(t)} = W_{ru}\, f_0\, Q^{-1}$$

$$W_{ru} = \overline{u_r^2(t)}\, Q\, f_0^{-1} \qquad (10)$$

Daraus folgen mit den Gln. (8) und (9) für das Rauschen (einschließlich Funkelrauschen) die Beziehungen

$$\overline{u_r^2(t)} = 4\,k\,T\,R\,(f_0\,Q^{-1} + f_n \ln(1 + Q^{-1}))$$

$$W_{ru} = \frac{\overline{u_r^2(t)}}{f_0\,Q^{-1} + f_n \ln(1 + Q^{-1})}\left(1 + \frac{f_n}{f_0}\right) \qquad (11)$$

Für den Fall der Messung eines Rauschspektrums mit Hilfe eines Bandpasses konstanter Güte soll das Vorgehen an einem praktischen Beispiel demonstriert werden.

Meßbeispiel

Die Spektralmessung soll anhand einer Messung an einem Operationsverstärker mit MOSFET-Eingangsdifferenzstufe erfolgen. Für MOSFETs ist bekannt, daß sich deren Funkelbereich bis in den NF-Bereich und darüber hinaus erstreckt. Da durch die verwendeten MOSFETs sehr geringe Eingangsströme (Leckströme) garantiert waren, wurde zur Messung eine Spannungsfolgerschaltung verwendet. Im Bild 2 sind die über einen Bandpaß mit der Güte Q = 10 selektiv gemessenen Effektivwerte der Rauschspannung des Operationsverstärkers angegeben. Zwischen diesen Effektivwerten und den bisher angezogenen quadratischen Mittelwerten gilt der Zusammenhang

$$U_{eff} = \sqrt{\overline{u_r^2(t)}} \qquad (12)$$

Bis zu einer Frequenz $f_0 \approx 10$ kHz können die Meßwerte (o) durch eine Gerade approximiert werden. Für Meßfrequenzen, die Harmonischen der Netzfrequenz entsprechen, ist, bedingt durch den Meßaufbau, mit größeren Fehlern zu rechnen. Ausgehend von Bild 2 kann damit die Frequenz f_n zu etwa 10 kHz festgelegt werden. Nach Gl. (11) kann nunmehr das für den betrachteten Frequenzbereich gültige Spektrum berechnet werden. Im Bild 2 wurde in Anlehnung an Prospektangaben für integrierte Operationsverstärker die Wurzel der Spektraldichte (daraus resultiert die Dimension $\mu V \sqrt{Hz}$) angegeben.

Literatur

[1] Kraus, K.: Das Rauschen in Operationsverstärkern. Internationale elektronische Rundschau 29 (1975) H. 1/2, S. 5–8

beide Zeiten die Kontrollrechnung durchzuführen ist.
Unter Zuhilfenahme von Gl. (13) können aus der Überlagerung der einzelnen Impulskomponenten nach Bild 12 sofort die Gln. (17) aufgestellt werden.

Tafel 4: Errechnete Werte zur Lösung von Gl. (17)

Zeitintervall t in µs		Tastverhältnis k	Impulswärmewiderstand Z_{th} in K/W
t_{03}	40	0,2	11,5
t_{13}	30	0,15	8,8
t_{23}	10	0,05	3,3
$t_0'_1'$	10	0,05	3,3
t_{11}'	200	1,0	52,5
t_{21}'	180	0,9	47,9
t_{31}'	170	0,85	45,3

$$\vartheta_{jc}(t_3) = P_1[Z_{th}(t_{03}) - Z_{th}(t_{13})] + P_2[Z_{th}(t_{13}) - Z_{th}(t_{23})] + P_3 Z_{th}(t_{23}) \quad (17a)$$

$$\vartheta_{jc}(t_1') = P_1 Z_{th}(t_0'_1') + P_2[Z_{th}(t_{11}') - Z_{th}(t_{21}')] + P_3[Z_{th}(t_{21}') - Z_{th}(t_{31}')] \quad (17b)$$

Für die Ermittlung des Impulswärmewiderstandes aus dem Diagramm im Bild 11 ist neben den Impulszeiten der überlagerten Komponenten nach Bild 12 auch das Tastverhältnis erforderlich. Soll aus dem Diagramm genau abgelesen werden, ist sorgfältig im logarithmischen Maßstab zu interpolieren. Hierbei kann die Formel

$$X = A\left(\frac{E}{A}\right)^{x/l}$$

X = gesuchter Ordinatenwert
A = Ordinatenanfangswert
E = Ordinatenendwert
x = abzulesender Wert in mm
l = Ordinatenabstand (E-A) in mm

verwendet werden.

Mit den in der Tafel 4 enthaltenen errechneten Werten erhält man als Lösungen für die Gln. (17)

$$\vartheta_{jc}(t_3) = 43{,}6\ K$$
$$\vartheta_{jc}(t_1') = 44\ K$$

Mit Hilfe eines Digitalrechners wurden unter Verwendung der Gln. (10), (11) und (12) für die Programmierung der Werte $\vartheta_{jc}(t_3) = 43{,}1$ K und $\vartheta_{jc}(t_1') = 43{,}9$ K errechnet.
Für die Kontrolle der Sperrschichttemperatur bei der vorliegenden Umgebungstemperatur ist der Temperaturabfall zwischen Gehäuse und Umgebung nach Gl. (14) zu berücksichtigen. Hierzu ist der Mittelwert der Verlustleistung nach Gl. (18) zu berechnen.

$$P_{VAV} = \frac{P_1 t_{01} + P_2 t_{12} + P_3 t_{23}}{T} \quad (18)$$

Mit $P_{VAV} = 0{,}75$ W ergibt sich ein äußerer Temperaturabfall

$$\vartheta_{ca} = 190\ K/W \cdot 0{,}75\ W = 142{,}5\ K$$
$$\vartheta_j = \vartheta_{jc} + \vartheta_{ca} + \vartheta_a = 236{,}5\ °C$$

Da die maximale Sperrschichttemperatur zu keinem Zeitpunkt der Impulsbelastung überschritten werden darf, ist für das vorliegende Beispiel entweder die Impulsbelastung zu reduzieren oder die Gehäusetemperatur zu senken.
Bei der Verwendung eines Kühlkörpers F nach TGL 200-8420 Bl. 2 [3] mit $R_{thka} = 90$ K/W wird nach Gl. (14)

$$\vartheta_{ca} = R_{thka} P_{VAV} = 67{,}5\ K$$

Damit reduziert sich die maximal auftretende Sperrschichttemperatur auf $\vartheta_j = 161{,}5$ °C, womit $\vartheta_{j\,max} \leqq 175$ °C eingehalten wird.
Bei Einzelimpulsbelastung ($k \to 0$) wird die zulässige Verlustleistung unter Zuhilfenahme der Kurve $Z_{th}(t_p)$ für das Tastverhältnis $k = 10^{-3}$ ermittelt. Auch für das oft angegebene kleinste Tastverhältnis $k = 10^{-2}$ läßt sich die Einzelimpulsleistung noch hinreichend genau berechnen.

2.3. Impulswärmewiderstand integrierter Mehrfachtransistoren

Die Impulsbelastbarkeit integrierter Mehrfachtransistoren interessiert bei Leistungsschaltkreisen mit mehrkanaligen Endstufen und bei digitalen Treiberschaltkreisen mit mehreren Gattern. Von der Funktion her können dabei die Treiberendstufen unabhängig voneinander und im Extremfall auch gleichzeitig betrieben werden. So kann z. B. von der Sechsdigittreiber-IS D 492 D jedes Gatter für sich die für das gesamte Bauelement zugelassene Verlustleistung von 400 mW umsetzen. Im statischen Betriebsfall ist nur darauf zu achten, daß alle gleichzeitig eingeschalteten Gatter die zulässige Gesamtverlustleistung nicht überschreiten.
Werden die Gatter jedoch impulsmäßig betrieben, so kann die Impulsverlustleistung aller Gatter in Abhängigkeit von der Impulsdauer und dem Tastverhältnis über der statischen Verlustleistung des Bauelementes liegen.
Im Bild 13 sind zwei Transistoren auf einem Chip markiert und darunter der Temperaturverlauf über die Chiplängsachse bei entsprechender Belastung.
Die Sperrschicht von T_1 erhitzt sich, je leistungsintensiver und je länger ein Lastimpuls anliegt. Um den Betrag der inneren thermischen Zeitkonstanten zwischen T_n und T_1 verspätet treffen die Temperaturbeiträge der an den anderen Transistoren wirkenden Lastimpulse ein und überlagern sich der Sperrschichttemperatur von T_1.
Die meßtechnische Behandlung dieses Problems erfolgt analog zum Abschn. 2.1. Am Beispiel einer Teststruktur einer IS D 492 wurde von zwei benachbarten Endstufentransistoren das Z_{thja}-Diagramm so erstellt, daß einmal T_1 belastet wurde (Z_{thT1}), weiterhin wurde T_2 belastet und dessen Wirkung auf T_1 ausgewertet (Z_{thT2}^*).
Aus diesem Diagramm nach Bild 14 ist zu erkennen, daß ein Einzelimpuls ($k = 10^{-3}$) in T_2 erst ab 1 ms über $Z_{thT2}^* = 1$ K/W an T_1 wirkt, wobei T_1 bereits einen Impulswärmewiderstand $Z_{thT1} = 19$ K/W aufweist. Ab 200 ms wird die Sperrschichttemperatur von T_1 durch alle belasteten Transistoren nahezu gleichermaßen beeinflußt.
Unter Zuhilfenahme des Diagramms kann nach Gl. (19) die Sperrschichttemperaturerhöhung von T_1 bei Belastung beliebiger Transistoren ermittelt werden, wobei zur Vereinfachung angenommen wurde, daß die Wirkung der Belastung von T_3 bis T_6 auf T_1 wie bei T_2 auf T_1 ist.

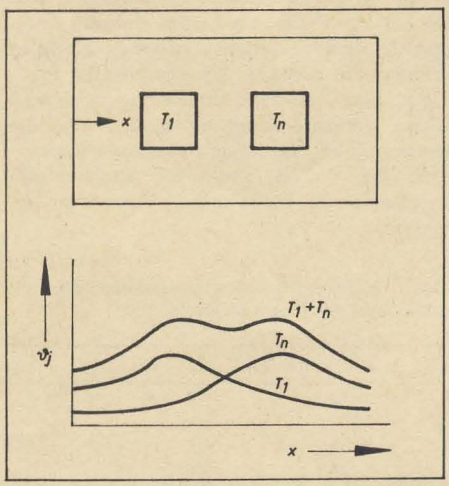


Bild 13: Darstellung zweier integrierter Transistoren auf einem Chip und qualitativer Temperaturverlauf über der Chiplängsachse bei Belastung von T_1, T_n, $T_1 + T_n$

$$\vartheta_{jT1} - \vartheta_a = P_1 Z_{th1}(t) + \sum_{n=2}^{6} P_n Z_{th}^*(t) \quad (19)$$

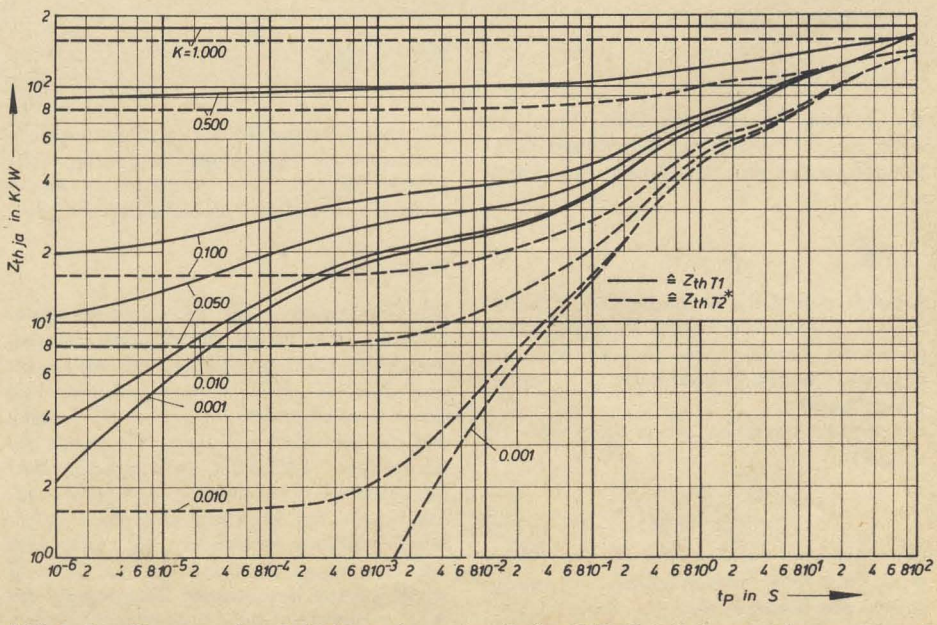


Bild 14: Z_{thja}-Diagramm eines Endstufentransistors einer Treiber-IS D 492 bei eigener Belastung (——) und bei Belastung eines benachbarten Transistors (- - -)

Als Beispiel sei eine Kontrolle der Impulsbelastbarkeit einer IS D 492 D mit einer Belastung von 200 mW für 50 ms je Gatter bei einer Periodendauer von 500 ms und einer Umgebungstemperatur von +70 °C durchzuführen.

Aus dem für dieses Bauelement angefertigten Diagramm im Bild 14 sind die Werte $Z_{thT_1} = 42{,}3$ K/W und $Z_{thT_2}^* = 23{,}9$ K/W zu ermitteln. Nach Gl. (19) ergibt sich damit eine Sperrschichttemperaturerhöhung in T_1 (und entsprechend der festgelegten Vereinfachung auch in den anderen Transistoren) von

$$\vartheta_{jT_1} - \vartheta_a = 34\ \text{K}$$

Die Sperrschichttemperatur beträgt demnach 103 °C und liegt damit unterhalb des zulässigen Grenzwertes von $\vartheta_{j\,max} = 125$ °C.

Diese Impulsbetriebsart ist innerhalb des Betriebstemperaturbereiches zulässig.

3. Zweiter Durchbruch

Begünstigt durch Inhomogenitäten im Kristallaufbau und in der Wärmeableitung zum Gehäuseboden sowie durch hohe Feldstärken an den Ecken und Kanten der Strukturen kann es bei entsprechenden Einstellbedingungen für I_C und U_{CE} zur Herausbildung örtlich höherer Stromdichten kommen, die zu lokalen Erwärmungen im Kristall führen. Die Sperrschichttemperatur ist somit über der Kristallfläche nicht homogen.

Wegen der Wechselwirkung zwischen temperaturabhängiger Ladungsträgerdichte und lokalem Wärmetransport steigt die Stromdichte an diesen heißen Stellen weiter an, man spricht hierbei von Stromeinschnürungen. Es erfolgt schließlich die Ausbildung eines schmalen Kanals hoher Stromdichte und hoher Temperatur, wobei die Überhitzung gegenüber dem gesamten Chip, dessen Temperatur im wesentlichen durch die Umgebungstemperatur und die Verlustleistung bestimmt wird, mehrere 100 K betragen kann. An einer solchen Stelle kommt es dann zu einer Störstellendiffusion, d. h. zu irreversiblen Veränderungen im Kristall, im extremen Fall zu einem Schmelzkanal zwischen Kollektor und Emitter und damit zu einem Kurzschluß. Diese Erscheinung wird als zweiter Durchbruch bezeichnet.

Durch die Wärmekapazität des Kristalls bilden sich Stromeinschnürungen erst in einer endlichen Zeit aus. Darum ist der Eintritt des zweiten Durchbruches bei Impulsbetrieb von der Impulsdauer und vom Tastverhältnis abhängig.

Im I_C-U_{CE}-Kennlinienfeld äußert sich das Eintreten des zweiten Durchbruches durch einen abrupten U_{CE}-Abfall beim Überschreiten eines kritischen Kollektorstromes auf einen sehr kleinen Wert, während der Kollektorstrom seinem Maximalwert zustrebt (s. Bild 15).

Der kritische Strom I_C für den Einsatz des zweiten Durchbruches ist um so niedriger, je höher die Spannung U_{CE} ist. Aus Bild 15 geht ferner hervor, daß sich die Ortskurve des zweiten Durchbruches bei Impulsbelastung infolge der thermischen Trägheit des Kristalls nach höheren Werten von I_C, U_{CE} verschiebt.

Um Angaben über den zulässigen Arbeitsbereich eines Transistors machen zu können, ist es unerläßlich, den Einsatz des zweiten Durchbruches meßtechnisch zu erfassen. Hierzu haben sich in der Praxis zwei Methoden bewährt. Mit einer wird dadurch das Anwachsen des Wärmewiderstandes die Bildung von heißen Stellen nachgewiesen, und mit der zweiten wird der zweite Durchbruch herbeigeführt, durch eine Schutzschaltung wird der Transistor vor seiner Zerstörung bewahrt.

Bei einem Verfahren zur Überwachung der heißen Stellen bedient man sich der Technik zur Messung des Wärmewiderstandes bei Impulsbetrieb. Die über den temperaturabhängigen Parameter U_{BE} in Abhängigkeit von I_C gewonnenen Wärmewiderstandswerte werden mit U_{CE} als Parameter grafisch dargestellt (Bild 16). Während bei geringen Verlustleistungen die erhaltenen Kennlinien horizontal verlaufen, steigen sie bei zunehmenden Werten von I_C, U_{CE} infolge der Herausbildung heißer Stellen durch Stromkonzentration stärker an.

Wird nun in Höhe des Ordinatenwertes, an dem sich ein Knick der Kennlinie erkennen läßt, eine Gerade gezogen, so markieren die Schnittpunkte (I_C, U_{CE}) der Geraden mit den Kennlinien im Diagramm des zulässigen Arbeitsbereiches die Begrenzung, innerhalb derer keine heißen Stellen auftraten und damit auch mit Sicherheit kein zweiter Durchbruch.

Es ist einfacher, den zweiten Durchbruch meßtechnisch nachzuweisen, wobei die Impulsdauer, das Tastverhältnis sowie I_C und U_{CE} variiert werden können. Die erhaltenen Meßpunkte ergeben im Diagramm des zulässigen Arbeitsbereiches eine Begrenzungslinie, die der Definition genügt: Die Grenze wird so gelegt, daß der Transistor durch einen zweiten Durchbruch nicht zerstört wird.

Eine dafür verwendbare einfache Meßschaltung für Transistoren besteht aus den Funktionsgruppen Impulsgenerator, Emitterstromquelle und Abschaltkreis. Als externe Geräte werden ein Oszilloskop, eine Betriebsspannungsquelle von 15 V, 1 A, und

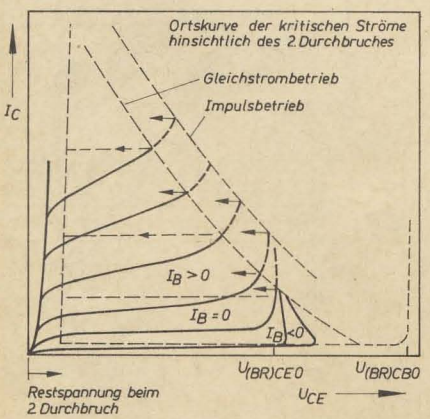


Bild 15: I_C-U_{CE}-Diagramm mit Darstellung des Gebietes eines möglichen zweiten Durchbruches

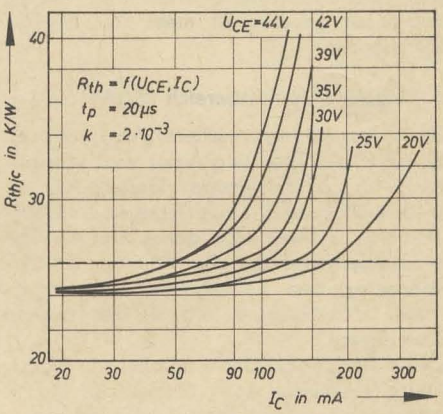


Bild 16: Wärmewiderstand in Abhängigkeit vom Kollektorstrom und der Kollektorspannung für einen Transistor der Bauform B mit Stahlboden

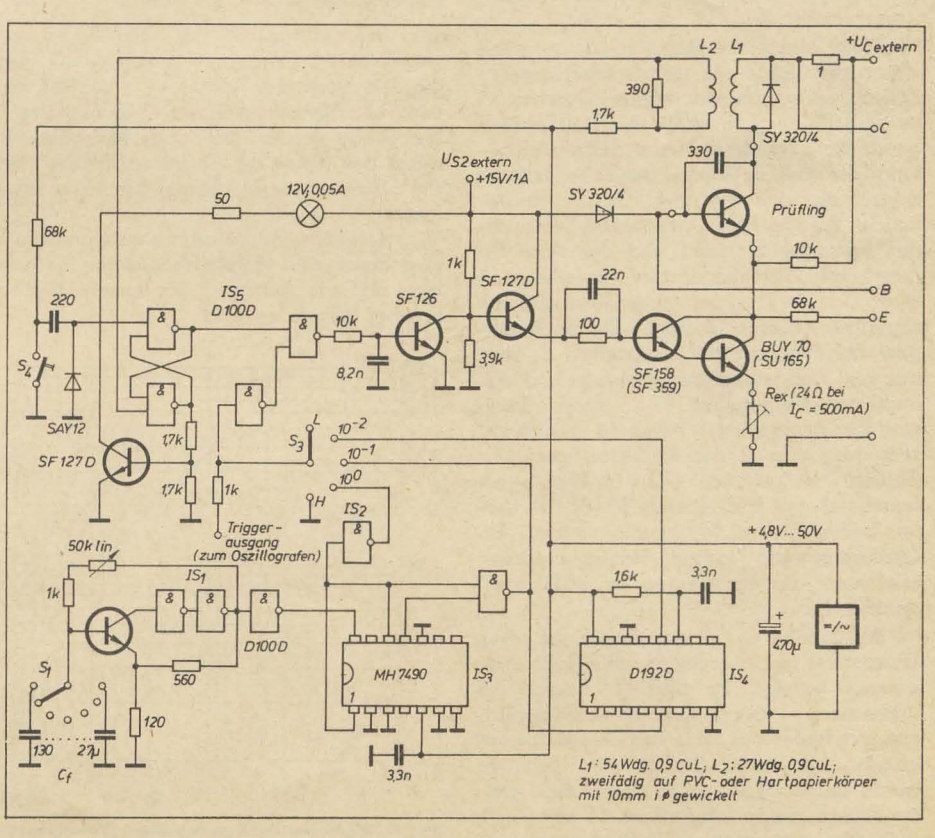


Bild 17: Schaltung zur Ermittlung des zweiten Durchbruches für Transistoren mittlerer Verlustleistung bis $I_C = 1$ A

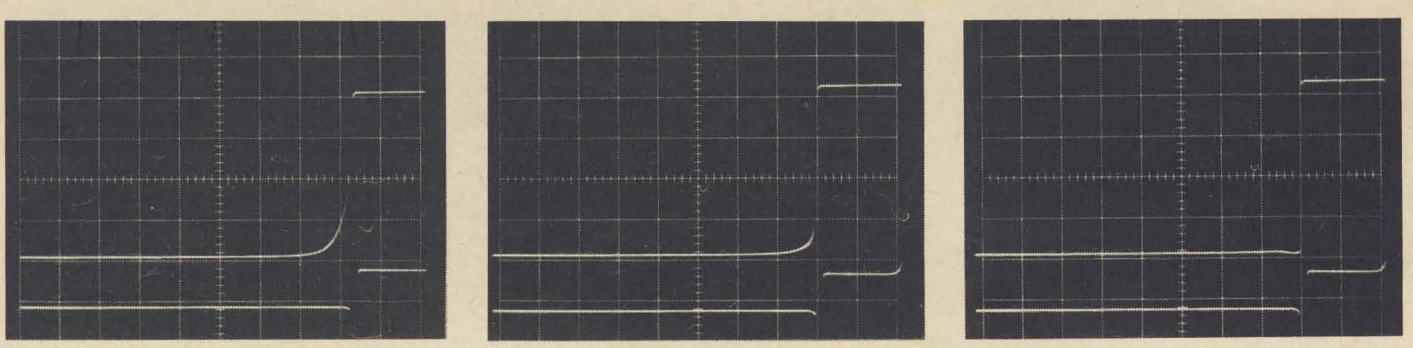


Bild 18: Oszillogramme des Kollektorstromes (oben) und der Kollektorspannung beim zweiten Durchbruch – Test eines Transistors SSY 20. Stromimpuls links, $I_C = 500$ mA, $t_p = 100$ µs, $k = 0{,}1$.
a) $U_{CE} = 40$ V; b) $U_{CE} = 41$ V; c) $U_{CE} = 42$ V, unmittelbar vor dem zweiten Durchbruch

die Kollektorspannungsquelle entsprechend dem zu prüfenden Bauelement mit maximal 400 V benötigt. Den Stromlaufplan zeigt Bild 17.

Der Impulsgenerator, bestehend aus einem Transistor und zwei TTL-Gattern, erzeugt mit Hilfe einer Kapazitätsumschaltung Impulse einer Frequenz von 10 Hz...1 MHz. Mit zwei integrierten Zählerbausteinen werden die Tastverhältnisse $k = 10^{-1}$ und $k = 10^{-2}$ realisiert. Über einen Tastverhältniswahlschalter gelangt die Impulsfolge über ein vom Abschaltkreis gesteuertes Tor auf ein Integrierglied zum Verschleifen der Impulsflanken, damit die dynamische Abschaltautomatik den Stromimpuls vom zweiten Durchbruch unterscheiden kann.

Die nachfolgenden Transistoren dienen der Emitterstromeinspeisung in den Prüfling. Für den Stromtreiber wurde eine Darlingtonschaltung zweier hochsperrender Transistoren gewählt, so daß Prüflinge bis zu 400 V Kollektorspannung überprüft werden können, z. B. Videoendstufentransistoren. In der Kollektorleitung des Prüflings befinden sich eine Luftspule als Impulsübertrager und ein Meßwiderstand für die Kollektorstrommessung [9].

Wird bei einem mit R_{ex} eingestellten Kollektorstrom durch die stetige Erhöhung der Kollektorspannung der zweite Durchbruch herbeigeführt, so erzeugt der steil ansteigende Kollektorstrom in der Sekundärwicklung der Luftspule eine negative Impulsflanke, die das aus zwei Gattern bestehende RS-Flip-Flop umschaltet, wodurch das Impulstor blockiert und die Ansteuerung des Stromgenerators unterbrochen wird. Das Aufleuchten einer Kontrollampe signalisiert diesen Zustand. Durch Betätigen des dynamischen Rückstellers S_4 wird das Flip-Flop wieder zurückgesetzt und das Impulstor freigegeben. An einem Zweistrahloszilloskop kann zwischen den Buchsen $+U_C$ und C der Kollektorstrom kontrolliert und zwischen $+U_C$ (≙ Oszillografenmasse) und E Anzeichen für das Auftreten heißer Stellen festgestellt werden. Ein Oszilloskop mit langer Nachleuchtdauer erleichtert die Messungen im Millisekundenbereich.

Im Bild 18 sind einige Oszillogramme eines Transistors bei verschiedenen Meßbedingungen gezeigt. Im Bild 18b deutet die Verformung des Kollektor-Emitterspannungsverlaufes am Ende des Stromimpulses bereits auf heiße Stellen hin. Bild 18c wurde unmittelbar vor Einsetzen des zweiten Durchbruches fotografiert. Es zeigt sich, daß der Mechanismus des Auftretens heißer Stellen für jeden Stromimpuls reproduzierbar ist, da sich ein stabiles Oszillogramm ergibt.

Die erhaltenen Kurvenscharen für den Eintritt des zweiten Durchbruches werden im Bild 19 gezeigt. Bei Einstellpunkten mit niedrigerem Kollektorstrom und höheren U_{CE}-Werten sind noch heiße Stellen auf dem Oszillografenbild erkennbar, jedoch kommt es dabei nicht mehr zum zweiten Durchbruch.

4. Zulässiger Arbeitsbereich (SOAR)

Der zulässige (auch sichere) Arbeitsbereich SOAR (Safe Operating Area) wird schematisch durch bestimmte Grenzlinien im I_C-U_{CE}-Diagramm eines Transistors dargestellt. Es handelt sich dabei um die Begrenzungslinien für die Kollektor-Emitterspannung, den Kollektorstrom, die maximale Verlustleistung und für den zweiten Durchbruch.

Diese vier Grenzlinien sind absolute Grenzwerte, sie dürfen beim Betrieb des Transistors zu keiner Zeit überschritten werden.

4.1. Zulässiger Arbeitsbereich I, Dauerbetrieb

Die Begrenzungslinie für den Kollektorstrom bei Dauerbetrieb wird durch die Eigenschaften des Transistors bestimmt, so durch die Belastbarkeit der Chipanschlüsse, die Größe der Emitter- und Basisgebiete, durch den Abfall der Stromverstärkung und die Sättigungseigenschaften bei hoher Belastung.

Die Kollektor-Emitterspannungsbegrenzung wird durch den Halbleiterhersteller so gelegt, daß ein Auftreten des ersten Durchbruches vermieden wird.

Im doppeltlogarithmisch dargestellten Diagramm des zulässigen Arbeitsbereiches hat die durch den Wärmewiderstand bestimmte Verlustleistung nach Gl. (3b) die Steigerung von −1.

Während $\vartheta_{j\,max}$ und R_{thje} vorgegebene Transistorgrößen sind, kann die Gehäusetemperatur ϑ_e entsprechend den Kühlbedingungen in bestimmten Grenzen beeinflußt und damit auch P_V variiert werden. Liegt im Anwendungsfall eine höhere Gehäusetemperatur als auf dem Diagramm des zulässigen Arbeitsbereiches angegeben vor, so verschiebt sich die Verlustleistungsgrenze parallel nach innen.

Über die Entstehung des zweiten Durchbruches wurde im Abschnitt 3. das wesentlichste dargelegt. Je höher U_{CE} ist, desto niedriger liegt der kritische Wert von I_C für den Einsatz des zweiten Durchbruches. Um das Gebiet des möglichen zweiten Durchbruches im SOAR-Diagramm zu kennzeichnen, wird in Richtung auf $U_{CEO\,max}$ eine weitere Leistungsreduktion eingeführt. Die Lage dieser Grenzlinie muß meßtechnisch ermittelt werden.

Im Bild 20 wird ein Diagramm des zulässigen Arbeitsbereiches I (Dauerbetrieb) für den Transistor SF 126 gezeigt. Darauf ist die Verschiebung der Verlustleistungsgrenze bei einer Gehäusetemperatur $\vartheta_c = 100$ °C und auch bei einer Umgebungstemperatur $\vartheta_a = +25$ °C eingetragen. Der Einsatz des zweiten Durchbruches wurde bei diesem Transistortyp erst oberhalb des Arbeitspunktes $U_{CE} = 80$ V, $I_C = 70$ mA nachgewiesen, so daß der hier skizzierte Arbeitsbereich durch den zweiten Durchbruch nicht zusätzlich begrenzt wird.

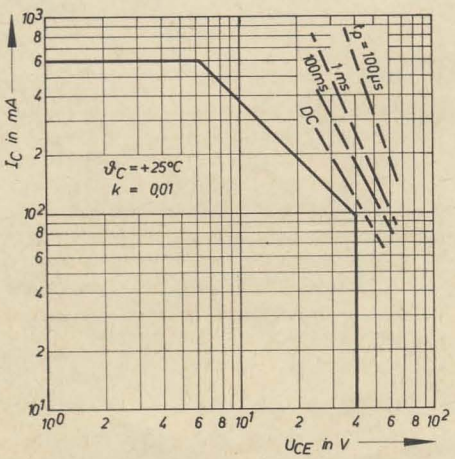


Bild 19: Meßwerte des Einsatzpunktes für den zweiten Durchbruch bei einem Transistor SF 129

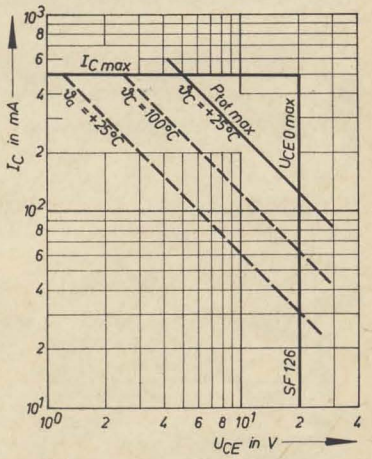


Bild 20: Zulässiger Arbeitsbereich I (Dauerbetrieb) für einen Transistor SF 126

4.2. Zulässiger Arbeitsbereich II, Impulsbetrieb

Für die Anwendungsfälle bei Impulsbelastung werden die Daten der zulässigen Arbeitsbereichsgrenzen am häufigsten benötigt, da hier eine Überschreitung der statischen Grenzwerte möglich ist. Die durch die beschriebenen vier Grenzlinien definierte Arbeitsfläche wird zumeist bei Impulsbelastung, abhängig von der Impulsdauer und dem Tastverhältnis, erweitert. Die U_{CE}-Grenze erfährt dabei allgemein keine Erweiterung, da auch unter den Bedingungen des Impulsbetriebes ein Lawinendurchbruch auftritt.

Die Kollektorstromgrenze kann bei Impulsbetrieb auf den Wert I_{CM} erweitert werden. Oft wird die Erhöhung von I_C auf I_{CM} erst ab einer genügend kurzen Impulslänge zugelassen. Die zeitliche Begrenzung selbst wird durch die Angabe einer Integrationszeit t_{av} gegeben. Dabei darf der innerhalb eines jeden Zeitintervalls von der Dauer t_{av} gebildete Mittelwert I_{CAV} den Grenzwert von $I_{C\,max}$ nicht überschreiten.

Die zulässige Verlustleistung kann ebenfalls erhöht werden, da die Sperrschichttemperatur während der Impulspausen wieder abfällt und nicht den statischen Wert erreicht, der sich bei Dauerbelastung einstellen würde.

Wie im Abschnitt 2. beschrieben wurde, werden die thermischen Verhältnisse zweckmäßigerweise unter Zuhilfenahme des Impulswärmewiderstandes ermittelt. Dieser wird in den Transistordatenblättern als Funktion der Impulsdauer und des Tastverhältnisses angegeben, wie es im Bild 11 zu sehen ist. In das Diagramm des zulässigen Arbeitsbereiches werden die Verlustleistungsgrenzen nach Gl. (13) eingetragen, als Parameter dient die Impulslänge t_p. Das Diagramm hat jeweils nur Gültigkeit für einen Wert des Tastverhältnisses und der Gehäusetemperatur. Die Publikation erfolgt zumeist für das Tastverhältnis $k = 0{,}01$, da hierbei die periodischen Impulse praktisch wie Einzelimpulse wirken, so daß diese Grenzen die größtmögliche Erweiterung des Arbeitsbereiches für die jeweilige Impulsdauer darstellen.

Bei sehr kurzen Impulsen ist es möglich, daß weder die Verlustleistung noch der zweite Durchbruch den Arbeitsbereich begrenzen. Unter Einhaltung der I_C- und U_{CE}-Grenzen ergibt sich als größtmöglicher Impulsarbeitsbereich ein Rechteck. Bei Vorlage eines Impulswärmewiderstands- und eines Reduktionsdiagramms läßt sich die zulässige Impulsverlustleistung für beliebige Impulszeiten, verschiedene Tastverhältnisse und auch für Gehäusetemperaturen im Bereich $+25\,°C \leqq \vartheta_c \leqq \vartheta_{j\,max}$ errechnen.

Der zeitliche Ablauf beim zweiten Durchbruch ist von den inneren thermischen Zeitkonstanten eines Transistors abhängig. So ist es erklärbar, daß bei sehr kurzen Impulsen kein zweiter Durchbruch auftritt.

Beginnend von der Grenzlinie für den Dauerbetrieb verschieben sich die Arbeitsbereichsgrenzen für den zweiten Durchbruch mit kürzer werdenden Impulszeiten in Richtung höherer Werte für I_C, U_{CE}, bis bei genügend kurzen Impulsen der zweite Durchbruch den zulässigen Arbeitsbereich nicht mehr begrenzt.

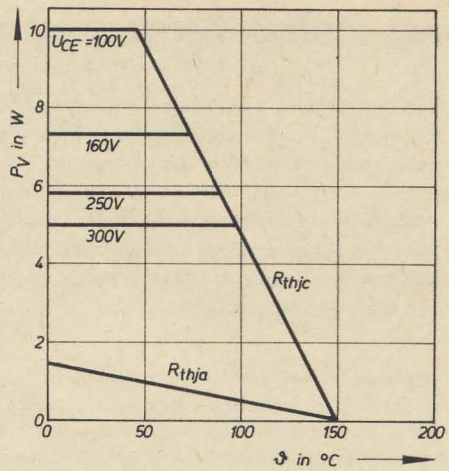


Bild 21: Reduktionsdiagramm mit zusätzlicher Kollektorspannungsreduktion zur Vermeidung des zweiten Durchbruches für die Transistortypenreihe BF 457 bis BF 459

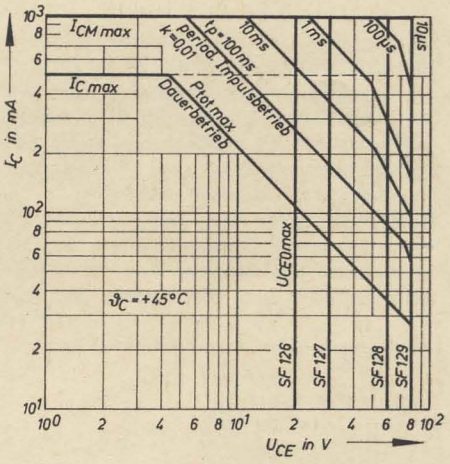


Bild 22: Diagramm des zulässigen Arbeitsbereiches für die Transistortypenreihe SF 126 bis SF 129

Auch unter Impulsbedingungen wird der Einsatz des zweiten Durchbruches meßtechnisch ermittelt. Eine exakte Umrechnung der Arbeitsbereichsgrenzen auf andere Werte von t_p, k ist nicht möglich, eine Näherungsrechnung wurde in [7] [8] angegeben.

Von der Gehäusetemperatur werden die Grenzlinien des zweiten Durchbruches allgemein nicht beeinflußt.

Für spezielle Anwendungen werden auch Gebiete mit $U_{CE} > U_{CEO\,max}$ als Arbeitsbereich zugelassen. Diese als Arbeitsbereiche III und IV bezeichneten Gebiete haben für Transistoren kleiner Verlustleistung keine grundsätzliche Bedeutung, eine Beschreibung erfolgte bereits in [8].

Einige Hersteller, die für bestimmte Bauelementetypen kein Diagramm für den zulässigen Arbeitsbereich publizieren, geben die zur Vermeidung des zweiten Durchbruches eingeführte zusätzliche Verlustleistungsreduktion durch Kollektorspannungsgrenzlinien im Reduktionsdiagramm mit an. Ein solches Beispiel zeigt Bild 21. Hierbei werden jedoch nur Angaben zum Dauerbetrieb gemacht.

Abschließend soll zum besseren Verständnis für die Handhabung des SOAR-Diagramms ein solches als Beispiel für die Transistortypenreihe SF 126 bis SF 129 des VEB HFO aufgestellt werden. Ausgegangen

Tafel 5: Impulswärmewiderstände

t_p	10 µs	100 µs	1 ms	10 ms	100 ms
Z_{thje} in $\frac{K}{W}$	1,2	2,6	5,6	12	25
$P_{VM} = \frac{130K}{Z_{th}}$	108	50	23	11	5,2

wird von einem Tastverhältnis $k = 0{,}01$ und einer Gehäusetemperatur $\vartheta_c = +45\,°C$. Die Transistorgrenzwerte wurden dem Katalog entnommen.

$U_{CEO\,max} = 20;\ 30;\ 60;\ 80\ V$
$I_{C\,max} = 500\ mA$
$I_{CM} = 1\ A$
$\vartheta_j = 175\,°C$
$R_{thje} = 60\ K/W$

Auf doppeltlogarithmischem Papier werden zuerst die Grenzen für $I_{C\,max}$, I_{CM} und $U_{CEO\,max}$ eingetragen. Die Dauerverlustleistung wird nach Gl. (3b) zu $P_V = 2{,}16\ W$ berechnet, und die Begrenzungslinie wird entsprechend der Näherung $I_C \approx P_V/U_{CEO}$ eingetragen.

Dem Impulswärmewiderstandsdiagramm nach Bild 11 wird für einige charakteristische Impulszeiten bei $k = 0{,}01$ der Impulswärmewiderstand entnommen (Tafel 5), nach Gl. (13) werden die Impulsverlustleistung berechnet und die entsprechenden Geraden in das Diagramm eingetragen.

Danach erfolgt die Markierung der Begrenzung durch den zweiten Durchbruch anhand der Meßwerte, wie sie im Bild 19 enthalten sind. Dabei sind die Grenzlinien in einem ausreichenden Sicherheitsabstand zu den erzielten Meßwerten zu legen.

Für die Anwendung dieses Diagrammes für den zulässigen Arbeitsbereich auf einen Transistor in freitragender Montage ist die Kontrolle der Sperrschichttemperatur nach Gl. (15) durchzuführen. Die Grenzen für $I_{C\,max}$, I_{CM}, $U_{CEO\,max}$ und den zweiten Durchbruch bleiben dabei unverändert.

Literatur

[1] Paul, R.: Transistormeßtechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1968

[2] Grutchfield, H. B.: Measurement of the Thermal Resistance and Thermal Response of Diffused Silicon Transistors. Firmenschrift SGS, Application Report 89 (1963)

[3] Zimmermann, R.: Kühlvorrichtungen für Transistoren. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 22, S. 717–721

[4] Bruckmoser, D.: Ein neues Verfahren zur Messung des Wärmewiderstandes bei Transistoren und Dioden. Radio Mentor 26 (1960) H. 12, S. 974–977

[5] Schach, R.: Thermische Widerstände von Transistoren und Kühlkörpern. Funkschau 39 (1967) H. 5, S. 137–140

[6] Beguin, C.: Die Messung thermischer Widerstände an Halbleiteranordnungen. PTT Technische Mitteilungen (1973) H. 5, S. 194–209

[7] Wüstehube, J.: SOAR – Sicherer Arbeitsbereich für Transistoren. Valvo-Berichte XIX (1975) H. 5, S. 171–202

[8] Kunert, M.; Schröder, R.: Sicherer Arbeitsbereich für Transistoren. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 2, S. 75–79

[9] Moe, D. A.: Prüfverfahren zur zerstörungsfreien Untersuchung des Second Breakdown bei Leistungstransistoren. Funk-Technik 27 (1972) H. 1, S. 15–18

Schaltung zur Erzeugung steiler Stromimpulse

Dipl.-Ing. RUDOLF GÄRTNER

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Festkörperphysik und Werkstofforschung Dresden

Zur Vermeidung irreversibler Änderungen der Bauelementeeigenschaften darf das Strom-Zeitintegral bei der Aufnahme der Strom-Spannungskennlinie von Schichtvaristoren einen bestimmten Wert nicht überschreiten. Die Kennlinie muß deshalb im Gebiet höherer Ströme (> 10 mA) mit kurzen Stromimpulsen gemessen werden, so daß die Forderung nach einem Generator, der einzelne Stromimpulse mit etwa 20 µs Breite und Anstiegszeiten unter 0,5 µs erzeugt, entstand. Die Höhe der Stromimpulse soll sich mit einer Genauigkeit von ±2 % von 10...400 mA stetig einstellen lassen. Der Generator soll mit TTL-Impulsen angesteuert werden.

Konstantstromquellen bestehen im einfachsten Fall aus einer stromgegengekoppelten Emitterstufe [1] [2]. Um den Einfluß der Basis-Emitterspannung auf die Stromhöhe zu eliminieren, wurde in [3] der Emitterstufe ein Operationsverstärker (OV) vorgeschaltet, auf dessen invertierenden Eingang die Emitterspannung zurückgeführt wird (Bild 1). Der Kollektorstrom ergibt sich aus

$$I_c = \frac{U_1}{R_E}\left(1 - \frac{1}{B}\right) \qquad (1)$$

Zur Verringerung des Fehlers, der durch den Basisstrom verursacht wird, kann eine Darlingtonstufe eingesetzt werden. Besitzt der Operationsverstärker einen Ausgangsspannungsbereich von ± 10 V, so ist für einen maximalen Kollektorstrom von 400 mA ein Emitterwiderstand von 50 Ω erforderlich.

Bezüglich der geforderten Genauigkeit der Stromhöhe erfüllt diese Schaltung alle Anforderungen. Zur Erzeugung kurzer Stromimpulse ist sie in der vorliegenden Form weniger geeignet. Abgesehen davon, daß die Steilheit der Stromimpulse von der Grenzfrequenz des OV bzw. dessen Slew-Rate und von der Grenzfrequenz des Transistors in Emitterschaltung beeinflußt wird, müßten zur Ansteuerung dieser Schaltung Spannungsimpulse bereitgestellt werden, deren Höhe mit der geforderten Genauigkeit eingestellt werden kann. Die Schaltung wurde deshalb nach Bild 2 dahingehend modifiziert, daß mit der Eingangsgleichspannung U_1 die Höhe der Stromimpulse vorgewählt, der Impuls jedoch durch Schließen einer Taste S in der Emitterleitung des Transistors ausgelöst wird. Solange die Taste S geöffnet ist, kann kein Emitterstrom fließen, der Operationsverstärker sperrt den Transistor, und im Kollektorkreis fließt nur der Reststrom I_{CBO}. Wird S geschlossen, so bleibt infolge der endlichen Grenzfrequenz des OV das Basispotential des Transistors zunächst unverändert. Der Transistor arbeitet in Basisschaltung, und für den Anstieg des Kollektorstromes ist im wesentlichen die f_α-Grenzfrequenz maßgebend. Nachdem die Regelwirkung des Operationsverstärkers einsetzt, wird die Höhe des Kollektorstromes auf den durch Gl. (1) gegebenen Wert begrenzt. Mit dieser Schaltung können Stromimpulse im gewünschten Bereich mit Anstiegszeiten von 0,1 µs erzeugt werden.

Um die Forderung nach Ansteuerung mit TTL-Impulsen und nach Impulsbreiten von 20 µs zu erfüllen, wird die Taste S durch die Kollektor-Emitterstrecke eines gesättigten Transistors T_2 ersetzt, der einen niedrigen Reststrom I_{CBO} und eine niedrige Sättigungsspannung U_{CEs} bei Kollektorströmen bis 400 mA besitzen muß.

Geht man davon aus, daß sich die auf $-U_B$ bezogene Emitterspannung im Einstellbereich des Stromes von 10...400 mA zwischen 0,5 V und 20 V ändert und wird ein Fehler von 1 % zugelassen, so darf die Sättigungsspannung Werte von 5...200 mV nicht überschreiten.

Von den untersuchten Leistungstransistoren der KD- bzw. KU-Reihe wies der KU 605 B die geringste Sättigungsspannung auf, während beim Transistor SF 128 die Sättigungsspannung oberhalb 10 mA Kollektorstrom stark ansteigt und bei 400 mA Werte über 300 mV erreicht (Bild 3). Da beim KU 605 B auch der Reststrom I_{CBO} bei $U_{CE} = 50$ V und $\vartheta = 100$ °C unter 1 µA blieb, wurde ein Transistor dieses Typs für T_2 eingesetzt.

Wie Bild 3 zeigt, bleibt die Sättigungsspannung bei konstantem Übersteuerungsfaktor m bis zu Kollektorströmen von 100 mA nahezu konstant. Eine konstante Sättigungsspannung ließe aber den Fehler bei kleinen Emitterspannungen U_E, d. h. bei kleinen Kollektorströmen, stark ansteigen. Es ist deshalb günstiger, den Schalttransistor T_2 im leitenden Zustand mit konstan-

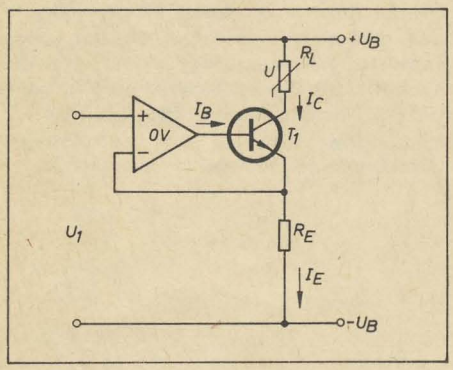


Bild 1: Präzisionsstromgenerator mit Operationsverstärker

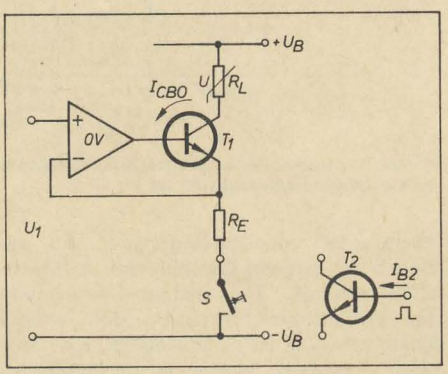


Bild 2: Prinzip des Impulsstromgenerators

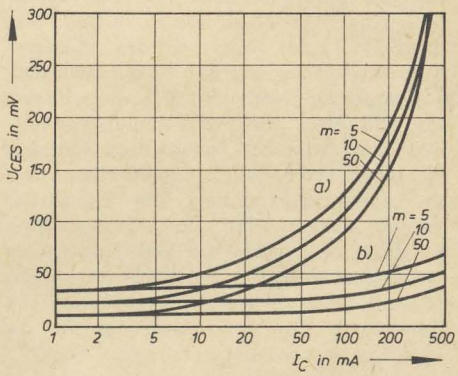


Bild 3: Abhängigkeit der Sättigungsspannung U_{CEs} vom Kollektorstrom I_C bei konstanter Übersteuerung. a) SF 128 D; b) KU 605 B

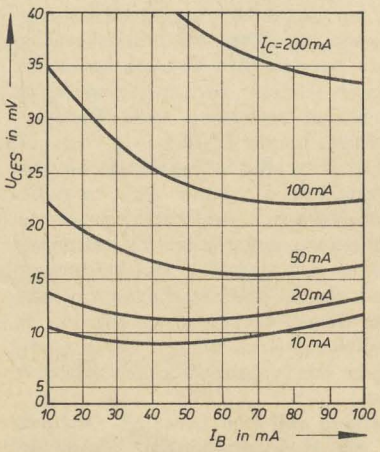


Bild 4: Abhängigkeit der Sättigungsspannung U_{CEs} vom Basisstrom I_B bei konstantem Kollektorstrom I_C (Transistor KU 605 B)

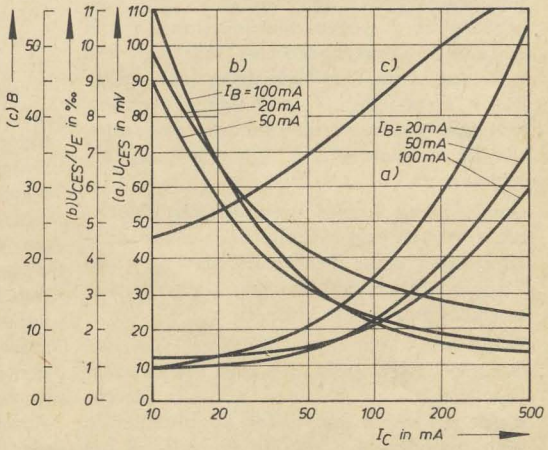


Bild 5: Sättigungsspannung U_{CEs}, Verhältnis U_{CEs}/U_E und Stromverstärkung B ($U_{CE} > 1$ V) in Abhängigkeit vom Kollektorstrom I_C bei konstantem Basisstrom I_B (Transistor KU 605 B)

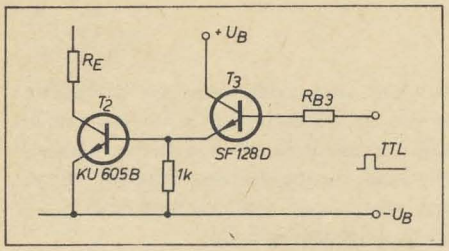


Bild 6: Ansteuerung des Schalttransistors T_2 mit konstantem Basisstrom I_{B2}

tem Basisstrom und veränderlicher Übersteuerung zu betreiben. Trägt man die Sättigungsspannung über dem Basisstrom auf, so erhält man für den Transistor KU 605 B Werte, die für Kollektorströme von 10 bis 100 mA zwischen Basisströmen von 50 bis 100 mA liegen (Bild 4).

Im Bild 5 sind für den verwendeten Transistor die Werte der Stromverstärkung, die Übersteuerungsfaktoren und das Verhältnis der Sättigungsspannung zur Emitterspannung in Abhängigkeit vom Kollektorstrom aufgetragen.

Mit der gewählten Ansteuerung von T_2 mit einem konstanten Basisstrom $I_{B2} = 50$ mA kann im Bereich von 10...400 mA eine Abweichung der Emitterspannung vom Sollwert von 1 % eingehalten werden. Dieser Fehler ist noch zu verringern, indem entweder R_E entsprechend verkleinert oder zur Eingangsspannung U_1 eine Offsetspannung addiert wird, so daß die Abweichungen im Einstellbereich des Stromes in beiden Richtungen etwa gleich groß sind.

Der Schalttransistor T_2 wird nach Bild 6 von einem Emitterfolger T_3 angesteuert, dessen Basisvorwiderstand R_{B3} so eingestellt ist, daß beim Anlegen von Impulsen mit Höhen von 5 V ein Basisstrom $I_{B2} = 50$ mA fließt.

Bild 7 zeigt die Gesamtschaltung des Stromimpulsgenerators. Der Spannungsabfall über dem Varistor R_L wird mit einem Impulshöhendiskriminator gemessen. R_L muß deshalb einpolig mit Masse verbunden sein. Der Meßbereich des Diskriminators beträgt 0...—20 V, die Diode D_1 verhindert ein Absinken der Kollektorspannung unter die positive Betriebsspannung des OV von —23 V. Die negative Betriebsspannung des OV beträgt —53 V, die Eingangsspannung U_1 und die Emitterspannung U_E werden auf —48 V bezogen.

Im Hinblick auf einen späteren Anschluß an einen Digital-Analog-Umsetzer wird die Eingangsspannung U_1 auf maximal 10 V festgelegt. Aus diesem Grund erhält der Operationsverstärker durch die Widerstände R_6 und R_7 einen Verstärkungsfaktor von $v = 2$. Über diese Widerstände fließt jedoch ein Fehlstrom $I_{GK} = U_E/(R_6 + R_7)$, der auch bei gesperrtem Schalttransistor T_2 durch den Varistor R_L fließt und deshalb klein gehalten werden muß. Für R_6 und R_7 wurden auf eine Toleranz von 10^{-3} ausgesuchte Metallschichtwiderstände von je 820 kΩ eingesetzt. Als Operationsverstärker kam der μA 740 C mit hochohmigen FET-Eingangsstufen zum Einsatz.

Die Widerstände R_2 und R_4 werden so eingestellt, daß über R_4 eine Offsetspannung von 40 mV, über dem Wendelpotentiometer R_1 eine Spannung von 10 V abfallen. Die Schaltstufe T_2 wird über den Emitterfolger T_3 und den Pegelwandler T_4 angesteuert. Bei H-Pegel am Steuereingang ist T_4 gesperrt, T_3 erhält keinen Basisstrom, und T_2 ist ebenfalls gesperrt. L-Pegel öffnet T_4, die Z-Diode D_2 liefert eine Spannung von etwa 5 V, die einen Basisstrom von 50 mA in T_2 verursacht, so daß T_2 in den Sättigungsbereich gesteuert wird. Da der für T_1 verwendete Transistor SF 128 D im Bereich $I_C = 10...400$ mA eine Stromverstärkung $B > 100$ aufweist, wurde auf den Einsatz einer Darlingtonstufe verzichtet.

Zur Messung der Anstiegszeit wurde für R_L ein ohmscher Widerstand von 10 Ω eingesetzt. Bei Ansteuerung der Schaltung mit TTL-Impulsen mit etwa 10 ns Anstiegszeit betrug die Anstiegszeit der Stromimpulse im Bereich von 10...400 mA 0,1 μs bei weniger als 2 % Überschwingen. Infolge der Zeit, die zum Abbau der Basisladung im übersteuerten Schalttransistor T_2 benötigt wird, ist die Breite der Stromimpulse um etwa 10 μs größer als die Breite der Ansteuerimpulse.

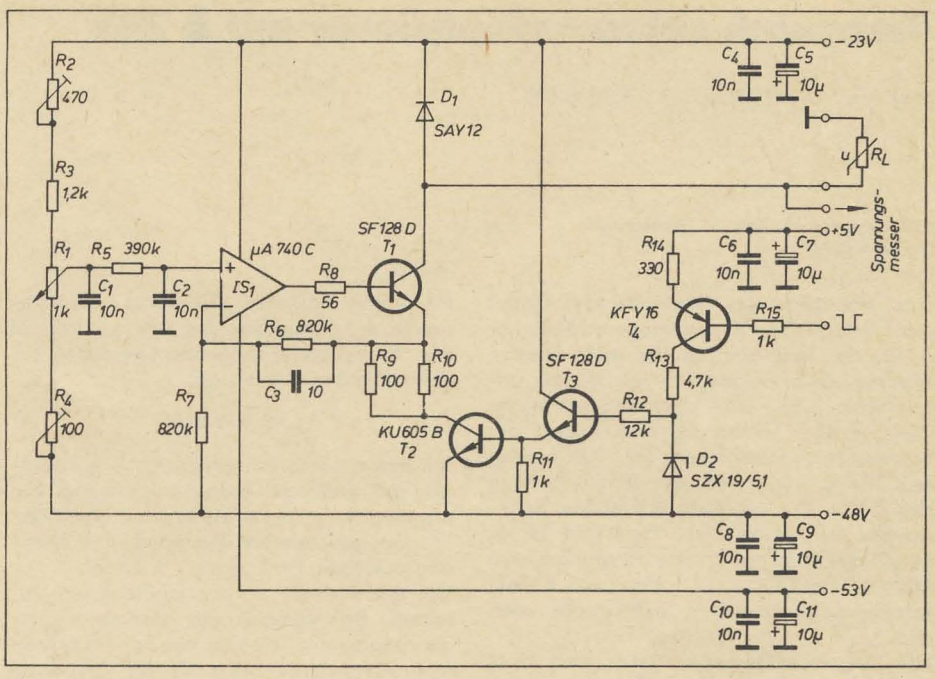


Bild 7: Gesamtschaltung des Impulsstromgenerators

Literatur

[1] Halmilton, T. D. S.: Handbook of Linear Integrated Electronics for Research. New York: McGraw Hill Book Company 1977

[2] Lange, W.: Stromgenerator mit vergrößertem Spannungsbereich. radio fernsehen elektronik 23 (1974) H. 2, S. 66 und 67

[3] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag 1974

Fortsetzung von Seite 757

ab $t_r/\tau \geq 4$ möglich ist. Bei $t_r/\tau = 10$ sind die Abweichungen kaum feststellbar; sie liegen im Bereich des Meßfehlers < 5 % der eingesetzten Meßtechnik.

Kritisch ist die Ermittlung der Ersatzinduktivität im Bereich $R_L < Z_0$, da bei Induktivitäten von einigen hundert Nanohenry der Einfluß des Meßaufbaus (Zuleitungen) und der Empfindlichkeit der Induktivitätsmeßbrücke besonders groß ist. Bei mangelnder Sorgfalt sind Meßfehler bis 50 % nicht auszuschließen. Die Messungen haben aber andererseits gezeigt, daß Toleranzen von ±20 % der diskreten Ersatzelemente den Flankenverlauf nur unwesentlich verändern.

Zusammenfassung

Es wird die Möglichkeit der Approximation kurzer Leitungen durch diskrete Ersatzelemente beschrieben. Von der allgemeinen Lösung der Leitungsgleichungen ausgehend, werden für verschiedene Belastungsfälle Gleichungen für die Ersatzelemente angegeben und deren Einsetzbarkeit meßtechnisch nachgewiesen. Es wurde bestätigt, daß eine HF-Leitung im Bereich $R_L > Z_0$ durch eine diskrete Kapazität und im Bereich $R_L < Z_0$ durch eine diskrete Induktivität approximiert werden kann. Die Güte der Approximation ist für eine Impulsflanke $t_r \geq 4\tau$ (elektrisch kurze Leitung) in der Praxis völlig ausreichend.

Literatur

[1] Milde, G.: Ein einfaches Näherungsverfahren zur Berechnung von Übersprechspannungen auf Flachbaugruppen mit Hilfe der elektrisch kurzen Leitung. NTZ 24 (1971) H. 10, S. 541–544

Vierquadrantenmultiplizierer mit B 222

Dipl.-Ing. GOTTHARD BERGER

Mitteilung aus der Sektion Elektrotechnik der TH Ilmenau

Der hier vorgestellte analoge Multiplizierer mit den IS B 222 und A 109 kann in informationselektronischen Einrichtungen mit mittleren Genauigkeitsansprüchen eingesetzt werden. Dimensionierung und Eigenschaften werden erläutert.

Das Kernstück des Multiplizierers bildet der integrierte Doppelgegentaktmischer B 222, der hauptsächlich für multiplikative Mischer bis zu Frequenzen von 300 kHz angewendet wird. Die hier vorgeschlagene Multiplikation basiert auf dem Prinzip der Stromverteilungssteuerung [1]. Bild 1 zeigt den Multiplizierer mit der Innenschaltung des B 222. Die zu multiplizierenden Spannungen werden zwischen Pin 6 und 14 sowie 7 und 9 angelegt. Das Ausgangssignal kann an Pin 12 und 13 in Form von Kollektorströmen symmetrisch entnommen werden.

Die Eingangsdifferenzverstärker sind nicht gegengekoppelt. Deshalb liegt der Eingangsspannungsbereich dieses Multiplizierers in der Größenordnung von 10...100 mV. Er kann jedoch mit Hilfe eines Spannungsteilers wesentlich erhöht werden. Ein Stromdifferenzverstärker mit dem A 109 wandelt das symmetrische Ausgangssignal an Pin 12 und 13 in eine belastbare unsymmetrische Ausgangsspannung um, so daß für den Multiplizierer folgende Gleichung für den statischen Betrieb gilt:

$$U_a = \pm k\, U_1\, U_2 \qquad (1)$$

Bei einem Linearitätsfehler von 2 %, bezogen auf maximale Ausgangsspannung, betragen die maximal zulässigen Eingangsspannungen zwischen Pin 6 und 14 $\pm$ 39 mV und zwischen Pin 7 und 9 $\pm$ 23 mV.

Die Widerstände wurden meßtechnisch ermittelt. Bei Vorgabe der maximalen Eingangsspannung können die Spannungsteilervorwiderstände nach Gl. (2) berechnet werden.

$$R_v = R_e \left(\frac{U_{e\,max}}{U_{es}} - 1 \right) \qquad (2)$$

R_e = Eingangswiderstand (R_1, R_2 oder R_{13}, R_{14})

U_{es} = maximale Spannung zwischen Pin 6 und 14 (39 mV) oder Pin 7 und 9 (23 mV)

$U_{e\,max}$ = maximale Eingangsspannung

R_v = Spannungsteilervorwiderstand (R_{15}, R_{16} oder R_{20}, R_{21})

Die Eingangswiderstände für die Eingänge 6 und 14 müssen extern vorgesehen werden und sollen nach Applikationshinweisen 2,2 kΩ betragen. Sie müssen an eine Spannung von +2 V gegenüber Pin 1 gelegt werden. Diese Vorspannung wird mit Hilfe von drei in Reihe geschalteten Dioden an Pin 5 erzeugt.

Die Verstärkung des Ausgangssignals erfolgt mit einem Stromdifferenzverstärker, wobei R_{28}, R_{29}, R_{30}, R_{31} und R_{32} dessen Verstärkung und Gleichtaktunterdrückung nach Gl. (3) bestimmen.

$$U_a = \frac{R_{28} R_{32} (R_{29} + R_{3'0})}{R_{29} R_{32} - R_{3'0} R_{28}} \left(i_{13} - \frac{R_{29} R_{3'0}}{R_{28} R_{32}} \frac{R_{28} + R_{32}}{R_{29} + R_{3'0}}\, i_{12} \right) \qquad (3)$$

$$R_{3'0} = \frac{R_{30} R_{31}}{R_{30} + R_{31}}$$

Die Gleichtaktunterdrückung nimmt ihren maximalen Wert an, wenn der Term

$$\frac{R_{29} R_{3'0}}{R_{28} R_{32}} \frac{R_{28} + R_{32}}{R_{29} + R_{3'0}} = 1$$

ist. Sind die Widerstände R_{28} und R_{29} klein gegenüber R_{30}' und R_{32} und ist $R_{28} = R_{29}$, so wird der Ausdruck

$$\frac{R_{29} R_{3'0}}{R_{28} R_{32}} \frac{R_{28} + R_{32}}{R_{29} + R_{3'0}} \approx 1$$

so daß man die einfache Dimensionierungsgleichung

$$U_a = \frac{R_{32} R_{3'0}}{R_{32} - R_{3'0}} (i_{13} - i_{12}) \qquad (4)$$

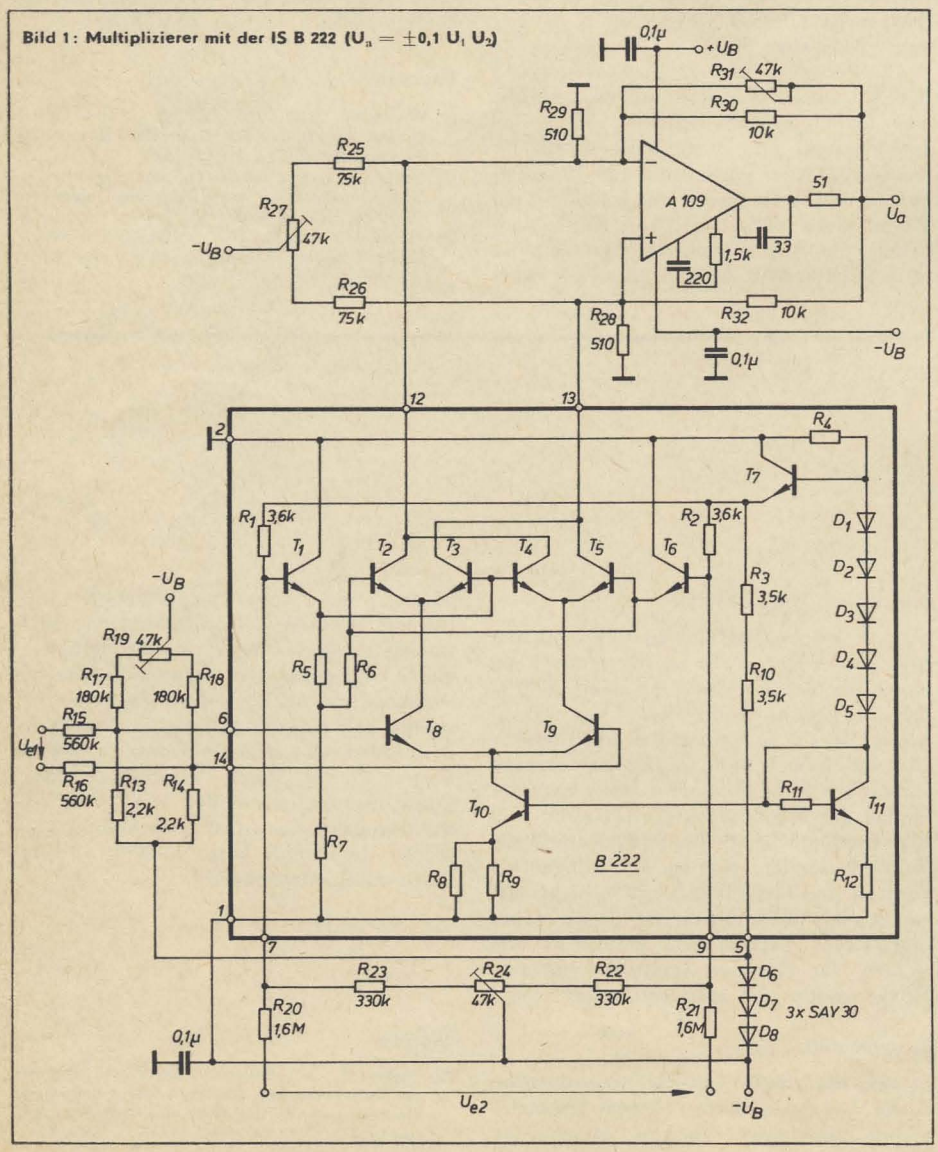
erhält.

Die Spannungsabfälle an den Eingangsimpedanzen des Verstärkers dürfen nicht zu groß sein, da sonst die Transistoren T_2, T_3, T_4 und T_5 des B 222 gesättigt werden.

Es wurde für $R_{28} = R_{29}$ der Wert von 510 Ω gewählt, der gewährleistet, daß die Verstärkung dieser Schaltung nicht zu groß wird. Der Faktor k in Gl. (1) kann mit dem Potentiometer R_{31} eingestellt werden. Er sollte so gewählt werden, daß der gesamte lineare Bereich des B 222 ausgenutzt wird. Über die Potentiometer R_{19} und R_{24} können die Eingangsoffsetspannungen und über R_{27} die Ausgangsoffsetspannung kompensiert werden. Diese Kompensation ist notwendig, da die Offsetspannung bis zu 20 % der maximalen Eingangsspannung betragen kann. Zur Realisierung einer guten Langzeitstabilität und Einstellgenauigkeit wurden für die Potentiometer Dickschichtregler verwendet. Aus den Kenndaten des

Fortsetzung auf Seite 767

Bild 1: Multiplizierer mit der IS B 222 ($U_a = \pm 0{,}1\, U_1\, U_2$)



NF-Gegentaktendstufen und ihr Emitterwiderstand

Dipl.-Ing. GERT SKRIBANOWITZ

In diesem Beitrag werden die wichtigsten Arten der Arbeitspunkteinstellung bei Gegentaktendstufen sowie die Berechnung des für eine hohe Temperaturstabilität erforderlichen Emitterwiderstandes beschrieben.

Arten von Gegentaktendstufen

Im A-Betrieb arbeiten beide Transistoren stets in ihrem aktiven Bereich. Der sich daraus ergebende relativ konstante Betriebsstrom ist für netzbetriebene Geräte mitunter von Vorteil. Wegen des niedrigen Wirkungsgrades und der hohen Transistorverlustleistung wird diese Schaltung heute kaum noch verwendet.

Im Ruhezustand liegen beim B-Betrieb die Arbeitspunkte der beiden Transistoren an der Grenze zwischen dem leitenden und dem gesperrten Bereich. Diese Betriebsart wird am häufigsten verwendet.

Während des C-Betriebes sind beide Transistoren im Ruhezustand gesperrt und werden nur durch Aussteuerungsspitzen geöffnet. Auf Grund der hohen Verzerrungen ist diese Schaltungsart nur für die Impuls- und HF-Technik geeignet.

Arbeitspunkteinstellung

Werden die beiden Basisanschlüsse einer komplementären Gegentaktendstufe direkt verbunden, so ergibt sich ein leichter C-Betrieb. Ein Beispiel dafür ist die innere Endstufe des Operationsverstärkers µA 709 (A 109).

Bei ungenügender Schleifenverstärkung und Spannungsänderungsgeschwindigkeit des gegengekoppelten Verstärkers ergeben sich aber die sog. Übernahme- oder Nulldurchgangsverzerrungen. Um den B-Betrieb zu gewährleisten, muß also bei Si-Transistoren eine Vorspannung von etwa $2U_{BE} = 1...1{,}6$ V zwischen den Basisanschlüssen erzeugt werden.

Endstufen mit Treibertransistor

Transistor zur Vorspannungserzeugung

Bei hochwertigen NF-Verstärkern wird meist eine Schaltung nach Bild 1 verwendet. T_1 ist spannungsgegengekoppelt und verstärkt seine eigene Basis-Emitterspannung auf den geforderten Wert. Bei $R_1 = R_2$ ist $U_{CE} = 2U_{BE}$, der Temperaturkoeffizient (TK) von U_{BE} wird ebenso verstärkt, so daß sich eine einstellbare Vorspannung mit einem TK ergibt, der den der Endstufe kompensiert.

Dioden zur Vorspannungserzeugung

In vielen Fällen, besonders bei Endstufen kleiner Leistung, genügt eine Vorspannungserzeugung nach Bild 2. Eine besonders ökonomische Lösung bietet die Si-Doppeldiode SAL 41 B (FWE, Miniplastgehäuse). Mit dem Widerstand R_V kann die Vorspannung bei Bedarf geringfügig erhöht werden. Es muß aber unbedingt ein Emitterwiderstand R_E eingefügt werden, dessen Berechnung noch in der Dimensionierungsvorschrift gezeigt wird.

Endstufen mit Operationsverstärker in der Treiberstufe

Soll ein Operationsverstärker eine Leistungsendstufe direkt ansteuern, so bringt deren notwendige Arbeitspunkt- bzw. Ruhestromeinstellung einige Probleme mit sich.

Eine einfache Schaltung ergibt sich aus Bild 2 durch Ersetzen des Treibertransistors durch einen Widerstand. Der Operationsverstärker steuert dann den Mittelpunkt der beiden Dioden an (Bild 3a). Leider wird die Ausgangsleistung des Operationsverstärkers nicht direkt zur Endstufenansteuerung verwendet, sondern geht teilweise in den Widerständen R_3 und R_4 verloren, die so niederohmig sein müssen, daß die Basisströme der Endstufentransistoren während der Aussteuerungsspitzen keine zu hohen Spannungsabfälle an ihnen hervorrufen.

Eine Verbesserung kann durch den Einsatz von Konstantstromquellen erzielt werden; bei reinen Wechselspannungsverstärkern können R_3 und R_4 auch wechselspannungsmäßig nach dem Bootstrap-Prinzip erhöht werden (im Bild 3a gestrichtelt). Günstiger aber sind oft die Varianten nach Bild 3b und Bild 4. Im Bild 3b wird die Stromverstärkung der Endstufe durch eine Komplementär-Darlingtonschaltung erhöht, die erforderliche Vorspannung bleibt dabei $2U_{BE}$.

Es kann auch eine unsymmetrische Schaltung nach Bild 3c verwendet werden, die oft eine ökonomischere Lösung darstellt. Dabei wird während der positiven Halbwelle ein Teil des Ausgangsstromes zur Ansteuerung des oberen Endtransistors ausgenutzt.

Im Bild 4 treibt der Operationsverstärker direkt zwei zueinander komplementäre Emitterfolger, die ihrerseits die Endstufentransistoren durch Bilden der Vorspannung aus der Basis-Emitterspannung speisen.

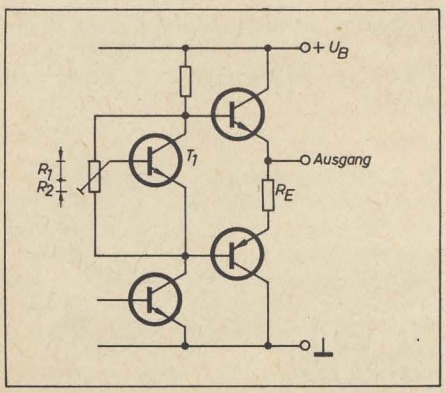


Bild 1:
Transistor zur Vorspannungserzeugung

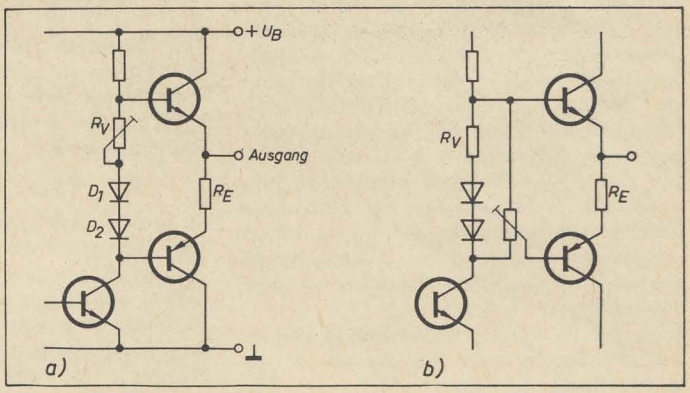


Bild 2:
Dioden zur Vorspannungserzeugung.
a) Grundschaltung;
b) Variante für zu hohe Diodenflußspannung

Fortsetzung von Seite 766

B 222 geht eine merkliche Abhängigkeit der Mischverstärkung von der hier verwendeten negativen Betriebsspannung hervor. Da diese Betriebsspannung außerdem die Kompensation der Ein- und Ausgangsoffsetspannungen beeinflußt, ist der Einsatz des Multiplizierers nur bei sehr guter Stabilität der negativen Betriebsspannung ($\Delta U_{B-} / U_{B-} < 2\,\%$) sinnvoll.

Bei Temperaturuntersuchungen im Bereich von −10...+60 °C wurde festgestellt, daß die Durchführung nicht mehr als ± 100 mV beträgt und daß somit der Übertragungsfaktor von der Temperatur nur in geringem Maße beeinflußt wird.

Die Grenzfrequenz beträgt bei optimaler Dimensionierung der Frequenzkorrektur und Vollaussteuerung des Verstärkers etwa 200 kHz, so daß beim Einsatz in Dividier- und Quadratwurzelrechenschaltungen fast keine Stabilitätsschwierigkeiten auftreten.

Literatur

[1] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag 1971

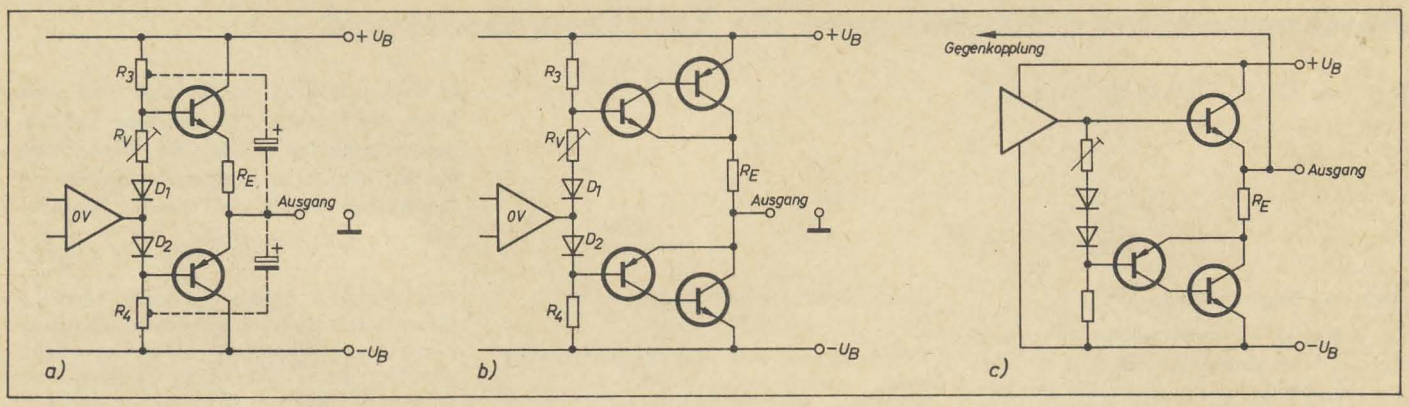


Bild 3: Operationsverstärkerendstufe mit Dioden zur Vorspannungserzeugung. a) gestrichelt: Bootstrap der OV-Lastwiderstände; b) Darlingtonschaltung der Endstufe; c) unsymmetrische Endstufe

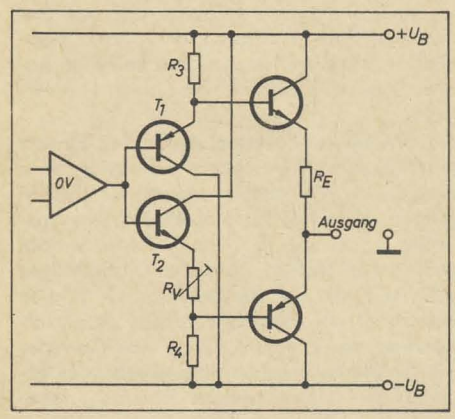


Bild 4: Operationsverstärkerendstufe mit Emitterfolgern zur Leistungsverstärkung und Vorspannungserzeugung

Temperaturstabilisierung des Ruhestromes durch den Emitterwiderstand

Ist die Vorspannung der Transistoren so hoch, daß ein geringer Ruhestrom fließt, so kann folgender Effekt auftreten:
Durch den Ruhestrom oder eine vorherige Belastung erwärmen sich die Transistoren, ihre für einen konstanten Ruhestrom erforderliche Basis-Emitterspannung sinkt, der Ruhestrom steigt, durch die damit steigende Verlustleistung erwärmen sich die Transistoren noch mehr usw. Diesen Effekt bezeichnet man als „thermisches Hochlaufen". Er kann durch den Aufbau der beiden Endtransistoren und der vorspannungserzeugenden Bauelemente T_1, T_2 bzw. D_1, D_2 auf einen gemeinsamen Kühlkörper teilweise kompensiert werden. Bei getrennten Endstufenkühlkörpern ist die Kompensation komplizierter, während bei Kleinleistungsendstufen für Operationsverstärker oft ganz auf Kühlkörper verzichtet wird.
Eine entscheidende Verbesserung bringt der Emitterwiderstand R_E, der am besten in den Zweig eingebaut wird, in dem die Begrenzung der Ausgangsspannung durch die Treiberstufe geringer ist. Bei genügend hoher Schleifenverstärkung stört diese Unsymmetrie nicht. Ist die Schleifenverstärkung geringer, können gepaarte Transistoren und ein symmetrisch aufgeteilter Emitterwiderstand verwendet werden.

Dimensionierungsvorschrift für R_E

Die Verlustleistung infolge des Kollektorruhestromes erzeugt an dem Wärmewiderstand des Transistors ein Temperaturgefälle zur Umgebungstemperatur:

$$P_C R_{th} = U_{CE} I_C R_{th} = \vartheta_j - \vartheta_a \qquad (1)$$

Eine weitere Erhöhung des Kollektorstromes und damit der Verlustleistung bewirkt eine erneute Erwärmung der Sperrschicht:

$$\Delta(U_{CE} I_C R_{th}) = \Delta(\vartheta_j - \vartheta_a)$$
$$U_{CE}; R_{th}; \vartheta_a = \text{konst.}$$
$$U_{CE} R_{th} \Delta I_C = \Delta\vartheta_j \qquad (2)$$

Diese Erhöhung der Sperrschichttemperatur bewirkt eine Verringerung der für einen bestimmten Kollektorstrom erforderlichen Basis-Emitterspannung; der Temperaturkoeffizient beträgt dabei je nach Sperrschichttemperatur und Kollektorstrom

$$TK = -(1{,}5...3)\ \text{mV/K}$$

und als Mittelwert

$$TK = -(2...2{,}5)\ \text{mV/K}$$
$$\Delta\vartheta_j\, TK = \Delta U_{BE} \qquad (3)$$

Bei konstanter Vorspannung steigt der Kollektorstrom. Er erzeugt an R_E einen Spannungsabfall U_R, der den niedrigeren U_{BE}-Wert ausgleichen muß. Somit besteht die Forderung

$$\Delta U_R = U_E \Delta I_C \geqq |\Delta U_{BE}| \qquad (4)$$

Wird Gl. (3) in Gl. (4) eingesetzt, erhält man für R_E

$$R_E \geqq |TK| \frac{\Delta\vartheta_j}{\Delta I_C} \qquad (5)$$

Das Einsetzen von Gl. (2) liefert den Mindestwert des Emitterwiderstandes einer Endstufe mit Ruhestrom, wenn D_1, D_2 bzw. T_1, T_2 mit der Endstufe nicht wärmeleitend verbunden sind.

$$R_E \geqq |TK|\, U_{CE} R_{th} \qquad (6)$$

R_V bzw. R_1 und R_2 werden so gewählt, daß sich der gewünschte Ruhestrom einstellt. Sollte der Spannungsabfall an den Dioden bereits größer sein als die Summe der Basis-Emitterspannungen der Endtransistoren und des Spannungsabfalles am Emitterwiderstand, so kann ein Spannungsteiler nach Bild 2b verwendet werden. Entsprechend den möglichen Toleranzen wird R_V für minimale Flußspannung und maximale Basis-Emitterspannung ausgelegt. Bei den Schaltungen nach Bild 3 kann genauso verfahren werden.

Dimensionierungsbeispiele

Beispiel 1

Es wird eine Gegentaktendstufe mit BC 107/BC 177 untersucht, die in der Meßtechnik oft als Verstärkerendstufe eingesetzt wird. $U_b = \pm 15$ V.

Aus den technischen Unterlagen erhält man die Werte für die Wärmewiderstände

$$R_{thjc} \leqq 200\ \text{K/W}$$
$$R_{thja} \leqq 500\ \text{K/W}$$

Beim Einsatz ohne Kühlkörper ergibt sich nach Gl. (6)

$$R_E \geqq (2...2{,}5)\ 10^{-3} \cdot 15 \cdot 500 = 15...19\ \Omega,$$

gewählt wurden 22 Ω ± 10 %.
In einem Versuch mit $R_E = 10\ \Omega$ stieg nach einem Wärmeimpuls der Kollektorruhestrom auf einige Milliampere an. Dort stellte sich dann ein stabiler Zustand ein, da R_{th} und der Temperaturkoeffizient TK mit steigender Temperatur und wachsendem Strom kleiner werden. Bei $R_E = 5\ \Omega$ stieg der Kollektorruhestrom mit wachsender Geschwindigkeit auf hohe Werte an. Mit $R_E = 22\ \Omega$ dagegen ging ein durch den Wärmeimpuls erhöhter Ruhestrom stets wieder auf den Ausgangswert zurück.

Beispiel 2

Die Bedingungen gleichen denen vom Beispiel 1, aber die Endtransistoren werden mit je einem Kühlstern bestückt:
Kühlstern C nach TGL 200-8420

$$R_{thca} = 160\ \text{K/W}$$

Der Gesamtwärmewiderstand beträgt dann

$$R_{thja} = R_{thjc} + R_{thca} = 360\ \text{K/W}$$

so daß ein Emitterwiderstand $R_E = 15\ \Omega$ ausreicht.

Beispiel 3

Die Betriebsspannung für eine 20-W-Leistungsendstufe beträgt $U_b = 30$ V. Für jeden Transistor ist im Ruhezustand die halbe Betriebsspannung wirksam. Bei den Leistungstransistoren auf Kühlkörpern soll der Wärmewiderstand in diesem Beispiel 5 K/W betragen. Daraus ergibt sich $R_E \geqq 0{,}15...0{,}19\ \Omega$.

Verkleinerung des Emitterwiderstandes

Besonders bei Verstärkern für niederohmige Lastwiderstände stört mitunter der Verlust an Ausgangsleistung durch den Emitterwiderstand. Dann muß T_1 mit den Endstufentransistoren thermisch gekoppelt werden, bzw. D_1 und D_2 werden auf je einen Endstufenkühlkörper isoliert montiert. In die Gl. (6) kann dann für den TK eine eventuelle Differenz der Temperaturkoeffizienten von T_1 bzw. D_1, D_2 und den Endtransistoren eingesetzt werden (Richtwert 0,5 bis 1 mV/K).

Fotoelektrische Schalter

Dipl.-Ing. HEINZ BERGMANN

Um der wachsenden Bedeutung fotoelektrischer Schalter bei der Lösung von Automatisierungs- und Rationalisierungsaufgaben gerecht zu werden, beschäftigt sich dieser Beitrag mit den Betriebsarten dieser Schalter und stellt als Neuerung ein Funktionsprinzip vor, das auf der sogenannten definierten Reflexion beruht.

Fotoelektrische Schalter gewinnen bei der Verwirklichung unterschiedlichster Automatisierungs- und Rationalisierungsaufgaben eine immer größere Bedeutung, da sie unmittelbar am Erfassungsort eingesetzt werden und dort verschiedene Aufgaben durchführen können. Kennzeichnend für den gegenwärtigen Entwicklungsstand und den weiteren Trend sind folgende Faktoren:

- erweiterter Einsatzbereich
- neue Ausführungsformen auf Halbleiterbasis, die eine hohe Lebensdauer und Zuverlässigkeit gewährleisten
- kontaktlose Wirkungsweise
- schnelles Ansprechen
- Wegfall eines Kontaktrauschens
  Miniaturisierbarkeit
- Anpaßbarkeit an unterschiedliche Aufgaben
- geringe Stromaufnahme durch kleine notwendige Versorgungsspannungen und -ströme
- großer Arbeitstemperaturbereich
- Integrierbarkeit mit integrierten Schaltungen zur weiteren Signalverarbeitung.

Fotoelektrische Schalter enthalten eine kleine optoelektronische Übertragungsstrecke, die aus Lichtquelle, Übertragungsmedium und Lichtempfänger besteht. Als Lichtquellen kommen Glühlampen, Lumineszenzdioden, aber auch Laser in Betracht. Zu den Lichtempfängern zählen Fototransistoren, Fotodioden und CdS-Fotozellen.

Fotoelektrische Schalter ermitteln im allgemeinen durch ihre Funktionsweise das Vorhandensein oder Fehlen von Objekten und arbeiten in einem bestimmten Erfassungsbereich. Wird auf der Lichtsenderseite die Lichtquelle moduliert, so ergeben sich bei der Signalauswertung und -verarbeitung wesentliche Vorteile, da Gleichstromverstärker entfallen können und auf entsprechende Wechselstromverstärker mit RC-Kopplung bzw. auf phasenempfindliche Einrichtungen zurückgegriffen werden kann. Dadurch können Fehlfunktionen vermieden und die Effektivität erhöht werden.

Für einfache Funktionsaufgaben werden als Lichtquelle Glühlampen, die nur eine geringe Modulationsfähigkeit aufweisen, verwendet. GaAs-Dioden werden dort eingesetzt, wo auf Grundlage der vorliegenden Betriebs- und Erfassungsbedingungen eine Verwendung von Infrarotlicht erforderlich ist. Im sichtbaren Bereich des elektromagnetischen Spektrums arbeiten GaP- oder GaAsP-Leuchtdioden. Als besonders günstig haben sich GaAs-Dioden erwiesen, da sie bei einer Durchlaßspannung von 1,2 V betrieben werden können, so daß sich eine Kompatibilität mit nachfolgenden Logikschaltungen ergibt. Unter extremen Umgebungsbedingungen, z. B. bei hohen Temperaturen, lassen sich vorteilhafterweise Laser als Lichtquelle einsetzen.

Die Betriebsweise von fotoelektrischen Schaltern läßt sich in zwei Hauptgruppen einteilen, in den Transmissions- und den Reflexionsbetrieb (s. Bild 1). Beim Transmissionsbetrieb wird der von der Lichtquelle ausgehende Lichtstrahl vom zu erfassenden Objekt unterbrochen, so daß je nach Vorhandensein oder Fehlen eines Objektes auf der Empfängerseite ein entsprechendes Lichtsignal vorliegt. Wesentliches Merkmal dieser Betriebsweise ist, daß Lichtquelle und Lichtempfänger voneinander getrennt aufgebaut werden müssen, wenn die zu erfassenden Objekte größere Maße einnehmen. Beim Reflexionsbetrieb können im allgemeinen Lichtquelle und -empfänger zusammen in einer entsprechenden Einrichtung angeordnet werden. Dabei kann mit direkter oder mit diffuser Reflexion gearbeitet werden. Bei der direkten Reflexion weist die Oberfläche des zu erfassenden Objektes gute Reflexionseigenschaften auf, so daß ein großer Teil des von der Lichtquelle ausgesandten Lichtstrahles auch wieder auf den Empfänger auftrifft. Bei der diffusen Reflexion weisen die Objektoberflächen keine so günstigen Reflexionseigenschaften auf, so daß nur ein geringer Teil des ausgesandten Lichtes zum Empfänger gelangt.

Das zu erfassende Objekt kann aber auch selbst eine strahlende Oberfläche besitzen, wodurch für die Lichtschranke die Lichtquelle entfällt. Für spezielle Anwendungsfälle wird das von der Lichtquelle abgegebene Ultraviolettlicht durch entsprechende, auf der Oberfläche der Objekte angeordnete Phosphore in sichtbares Licht umgewandelt und dieses Licht vom Lichtempfänger ausgewertet.

Eine Neuerung auf dem Gebiet der fotoelektrischen Schalter ist eine Betriebsweise, die mit sogenannter definierter Reflexion arbeitet. Durch das Überschneiden zweier Strahlen, die durch ein jeweiliges optisches System vor der Lichtquelle bzw. dem Lichtempfänger entstehen, wird ein Erfassungsbereich bestimmt, in dem der Schalter auf vorhandene Objekte anspricht. Auf diese Weise findet eine Reflexion nur statt, wenn das Objekt das definierte Gebiet betritt (Bild 2).

Durch diese Maßnahme wird das Licht, das von Hintergrundobjekten abgestrahlt wird, nicht in die Erfassung mit einbezogen. Diese Betriebsweise kann besonders günstig bei der Erkennung dünner Objekte auf Förderbändern bzw. der Überprüfung der Abmessungen von Objekten eingesetzt werden. Werden die Lichtquelle und der Lichtempfänger mit den zugehörigen Linsensystemen drehbar angeordnet, so kann der Empfindlichkeitsbereich beliebig eingestellt werden. Bild 3 zeigt das Prinzipschaltbild eines derartigen fotoelektrischen Schalters. Er arbeitet mit einer Modulation der Lichtquelle, so daß auf der Empfängerseite Wechselstromschaltungen eingesetzt werden können. Statt eines Linsensystems kann man auch vor Lichtquelle und -empfänger eine einstellbare Schlitzanordnung vorsehen, über die die Strahlbreite bzw. der Strahlwinkel festgelegt wird. Auf diese Weise kann der Erfassungsabstand zwischen fotoelektrischem Schalter und zu erfassendem Objekt eingestellt werden.

Bild 4 zeigt zusammenfassend einige Einsatzbeispiele für fotoelektrische Schalter, die mit definierter Reflexion arbeiten. Durch die Einstellbarkeit des Erfassungsabstandes lassen sich unterschiedliche Objekte bezüglich ihrer Größe, ihrer Formgebung und ihrer Oberflächenbeschaffenheit selektieren. Es können aber auch Objekte, die sich in einem transparenten Gehäuse befinden, erfaßt werden. Da die Reflexion durch Gehäuseober- oder Gehäuseunterfläche nicht erfaßt wird, gelangt aus dem zuvor festgelegten Erfassungsraum nur die Reflexion vom Objekt selbst zur Auswertung.

Die Erfassung und Prüfung von Produkten auf sich schnell bewegenden Förderbändern erfordert kontaktlos wirkende Sensoren, wozu sich fotoelektrische Schalter be-

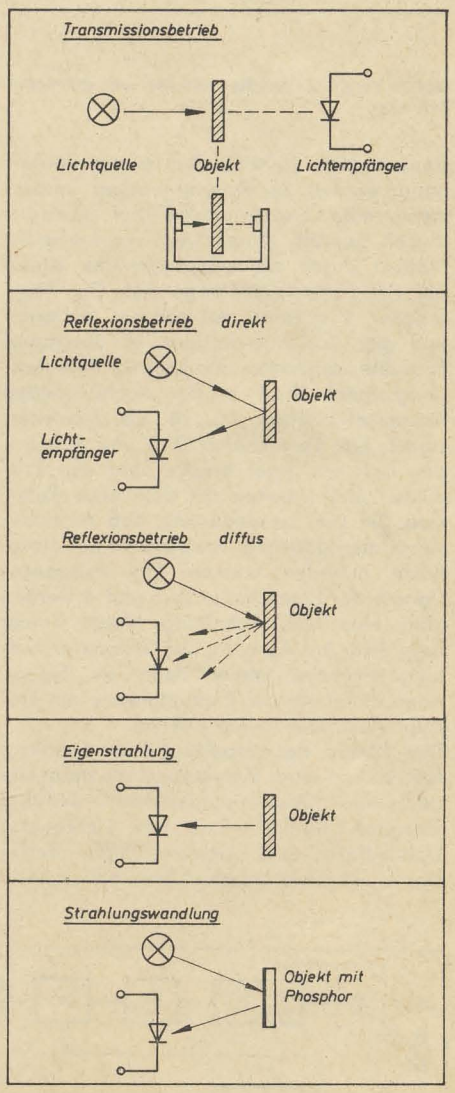


Bild 1: Betriebsweisen von fotoelektrischen Schaltern

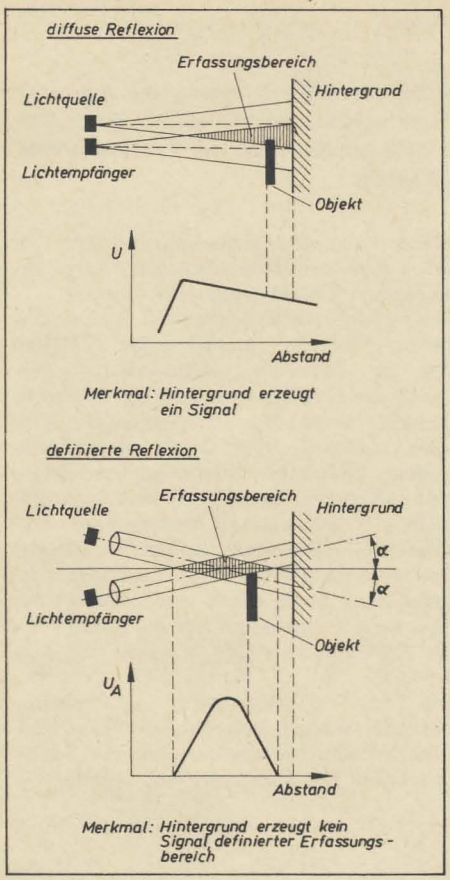


Bild 2: Vergleich zwischen diffuser und definierter Reflexion

stens eignen (Bild 5). Auf einem Förderband werden zu Produktgruppen zusammengefaßte Einzelprodukte auf Vollständigkeit geprüft. Dabei wird ein fehlendes Produkt durch ein entsprechendes Signal der vier Fotoschalter angezeigt. Der Fotoschalter 1 arbeitet mit diffuser Reflexion und gibt Auskunft darüber, ob überhaupt Produkte vorhanden sein können. Sein Ausgangssignal dient in der nachfolgenden Auswerteschaltung (Bild 6) als Synchronsignal. Die Fotoschalter 2, 3 und 4 befinden sich auf einer Brücke über den Produkten und arbeiten mit definierter Reflexion. Sie sind so eingestellt, daß ihr Erfassungsraum dort liegt, wo sich die Einzelprodukte befinden müssen. Die Ausgangssignale der Fotoschalter 2, 3 und 4 werden über eine UND-Schaltung einem Zähler zugeführt. Am Ausgang der Auswerteschaltung erscheint immer dann ein Signal, wenn innerhalb der Produktgruppe ein Einzelprodukt oder mehrere fehlen.

Das Prinzip des fotoelektrischen Schalters läßt sich in einer Erweiterung zur optoelektronischen Übertragungsstrecke vielfältig einsetzen (Bild 7). Eine aus Lichtquelle, Lichtleitfaser und Lichtempfänger bestehende optoelektronische Übertragungskette

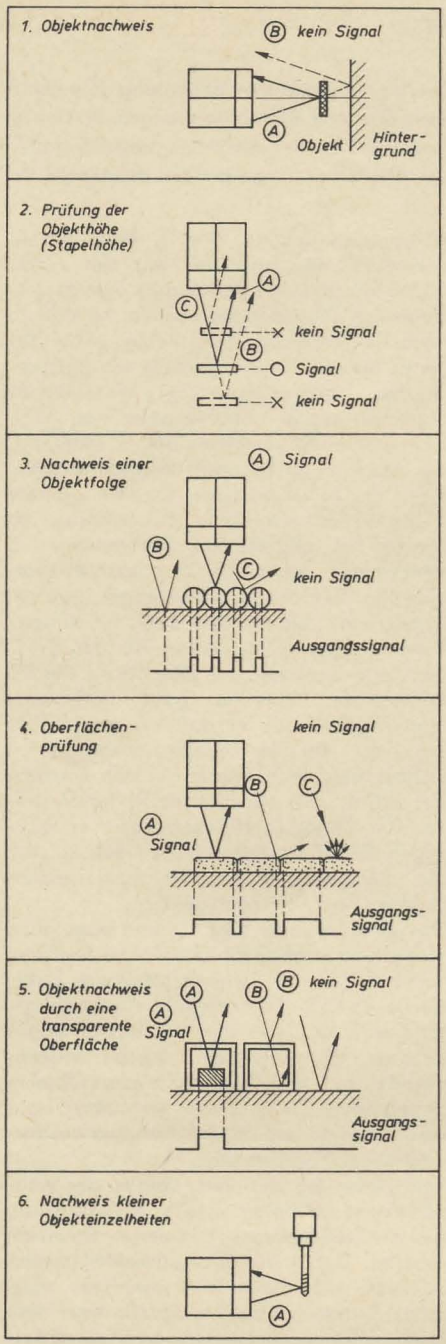


Bild 4: Einsatzbeispiele für fotoelektrische Schalter (definierte Reflexion)

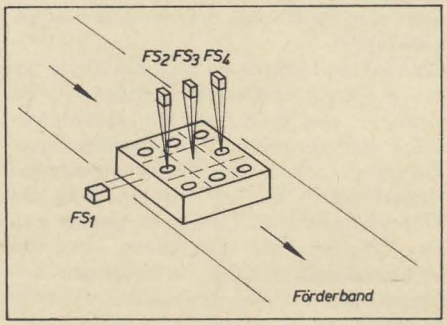


Bild 5: Förderband mit Produktgruppen und vier Fotoschaltern

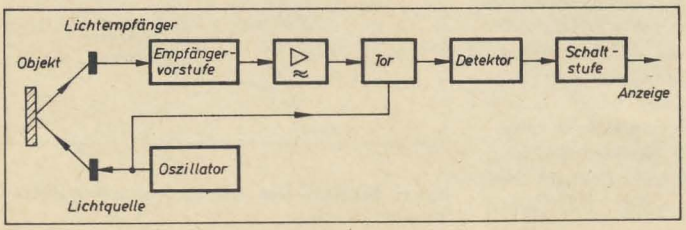


Bild 3: Schaltbild eines fotoelektrischen Schalters

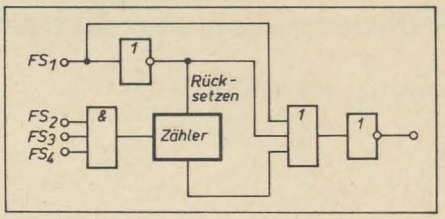


Bild 6: Auswerteschaltung

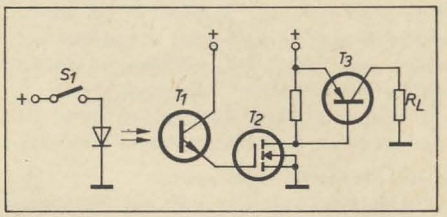


Bild 7: Fernbetätigung von Leistungsverbrauchern

dient zum Einschalten eines Verbrauchers, der sich entfernt am Einschaltort befindet. Beim Schließen des Schalters S_1 wird die Leuchtdiode zum Leuchten angeregt. Das Licht gelangt über eine Lichtleitfaser zum Fotoempfänger, der den Feldeffekttransistor T_2 durchsteuert. Daraufhin wird auch der pnp-Leistungstransistor T_3 geöffnet, so daß durch den Verbraucher Strom fließen kann. Dieses Betätigungsprinzip ist besonders zum Einschalten der Verbraucher mit hoher Leistung vorteilhaft. In bisherigen Lösungen fließt der hohe Verbraucherstrom bereits am Betätigungsort durch den Schalter S_1 über eine längere Leitung zum Verbraucher. Der Einschaltstromstoß auf der langen Leitung kann in anderen elektronischen Geräten zu Störungen führen, die sich bei Anwendung des hier angegebenen Prinzips vermeiden lassen.

Die Optoelektronik hat einen Entwicklungsstand erreicht, der bei Ausnutzung ihrer Prinzipien auch eine Verfeinerung und eine Vervollkommnung der technologischen Einsetzbarkeit gestattet. Nachdem jetzt ausreichend zuverlässige Komponenten zur Realisierung von fotoelektrischen Schaltern und optoelektronischen Übertragungsketten zur Verfügung stehen, läßt sich ihr Einsatz durch verfeinerte Anwendungsmethoden, wie im Falle der definierten Reflexion und der Einstellbarkeit von Lichtquelle und Lichtempfänger zueinander, erweitern. Dieser Trend wird unterstützt durch die Integrierbarkeit von optoelektronischen Komponenten mit elektronischen integrierten Schaltungen, so daß sich kompakte, zuverlässige und vielseitig einsetzbare Einheiten ergeben.

Literatur

[1] Regel, W.: Optoelektronische Strahlschranken. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 1, S. 18 bis 24

[2] Optoelektronische und kohärentoptische Verfahren in der Fertigung. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 11, S. 737

[3] Photoelectric switch applications expand to all areas. J. of Electronic Engineering (1979) H. 149, S. 63–65

[4] Hattan, H.; Hirase, T.: Omron's definite reflectron photoelectric switches facilitate new detection applications. J. of Electronic Engineering (1979) H. 151, S. 48–53

[5] TI quiets interference by switching loads using fiberoptic interconnections. Electronics 52 (1979) H. 7, S. 44 und 45

[6] Watanabe, Y.; Nakano, M.: Automated inspection with photoelectric switches speeds up production. J. of Electronic Engineering (1979) H. 154, S. 42–44

Dr.-Ing. HORST JUNGNICKEL

Bei Vergrößerung des Eingangsstromes vergrößert sich der Kollektorstrom und damit auch der Spannungsabfall über den Emitterwiderstand (dieser entspricht beim Spannungsregler der Last). Auf Grund der steilen Eingangskennlinie verändert sich dabei die Basis-Emitterspannung nur unwesentlich. Die Spannungsverstärkung beträgt somit

$$v_u = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} \approx 1$$

Praktische Werte liegen bei $v_u = 0{,}95...0{,}99$. Eine exakte Berechnung ist für den vorliegenden Anwendungsfall nicht erforderlich.
Der Eingangswiderstand r_e läßt sich mit der Beziehung

$$r_e = r_{BE} + B\,(R_E \parallel r_{CE})$$

näherungsweise bestimmen. r_{CE} entspricht dem Ausgangswiderstand ($1/h_{22}$). In Abhängigkeit von den Widerstandswerten läßt sich die Beziehung noch weiter vereinfachen.
Die Gleichstromverstärkung B von Leistungstransistoren liegt bei Kollektorströmen über 1 A im allgemeinen im Bereich B = 10...100. Bei großen Kollektorströmen nehmen die Basisströme so hohe Werte an, daß die Ansteuerstufe stark belastet und deren Kollektorwiderstand deshalb sehr klein wird. Da die Spannungsverstärkung einer Emitterstufe (dieser Schaltung entspricht der Ansteuertransistor z. B. in den Schaltungen nach den Bildern 22, 45, 48) mit dem Kollektorwiderstand wächst, sollte der Basisstrom der anzusteuernden Stufe so klein wie möglich sein. Aus diesen Gründen ist der Einsatz mehrstufiger Schaltungen von Vorteil (s. a. Bilder 36, 45, 48, 58). Im Bild 123 ist eine derartige Anordnung dargestellt. Schaltungen in dieser Art werden als Darlingtonschaltung bezeichnet. Prinzipiell ist der Einsatz einer Darlingtonschaltung nicht auf den Emitterfolger beschränkt. Sie wird allgemein zur Erreichung sehr hoher Stromverstärkungsfaktoren eingesetzt. Die Kennwerte für diese Variante sind

$$B' \approx B_1 B_2$$

exakter

$$B' = B_1 + B_2 + B_1 B_2$$
$$r'_{BE} = 2r_{BE1}$$

Diese Ersatzkennwerte gelten für alle Grundschaltungen. Sie sind in den jeweils geltenden Beziehungen anstelle der Werte eines Einzeltransistors einzusetzen. Darlingtontransistoren werden bereits industriell gefertigt. Es gibt diese in pnp- und npn-Ausführung.

16.3. Überspannungsschutz

Ob eine Stromversorgung mit Überspannungsschutzeinrichtungen ausgerüstet werden muß, hängt von den Einsatzbedingungen ab. Eine Analyse der auftretenden Überspannungen zeigt, daß sie sich in zwei Gruppen einteilen lassen:

- Überspannungen, die durch den Netzanschluß auftreten
- Überspannungen, die durch angeschlossene Verbraucher entstehen.

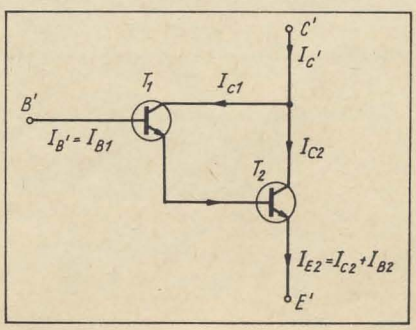


Bild 123: Darlingtonschaltung

Überspannungen durch den Netzanschluß sind meist von untergeordneter Bedeutung. Ausnahmen bilden stark verseuchte Netze (z. B. Einrichtungen mit vielen thyristorgesteuerten Antrieben) oder äußere Einwirkungen wie Blitzschlag.
Störungen durch angeschlossene Verbraucher können u. U. recht problematisch werden. Hier sind zu nennen:

- Ausschalten von induktiven Lasten
- galvanische Kopplung mit höheren Spannungspotentialen, z. B. bei Arbeit mit Gegenspannung bei Ladegeräten o. ä.
- induktive und kapazitive Beeinflussung durch andere elektrische Einrichtungen
- Schaltvorgänge allgemein.

Charakteristisch ist, daß derartige Störungen meist stochastisch auftreten und Dauer und Amplituden sehr starken Schwankungen unterworfen sind.
Mit üblichen RC-Gliedern lassen sich derartige Überspannungsspitzen nicht bekämpfen, da sie nur gegen schnelle Spannungsänderungen wirken. Wird die wirksame Zeitkonstante überschritten, so steigt die Spannung trotzdem auf einen höheren Wert. Überspannungen lassen sich mit verschiedenen Mitteln begrenzen:

- Einsatz von Z-Dioden
- Einsatz von Spezialdioden, sogenannten Suppressor-Dioden
- Varistoren auf Metall-Oxid-Basis
- spezielle Überspannungsableiter
- elektronische Schaltungen.

In den Schaltungen nach Bild 45 und Bild 58 wurden Z-Dioden zur Überspannungsbegrenzung eingesetzt. Im Abschnitt 8.4.1. wurde bereits darauf eingegangen. Obwohl Z-Dioden für eine bestimmte, relativ geringe Dauerlast ausgelegt sind, können sie kurzzeitig mit hohen Strömen beauflagt werden. Moderne Herstellungstechnologien (Planartechnologie) lassen Ansprechzeiten im Nanosekundenbereich zu. Stromversorgungen kleiner Leistung (bis etwa 50 W) können damit hinreichend geschützt werden.
Für größere Leistungen finden im internationalen Maßstab Suppressor-Dioden (suppres, engl. unterdrücken) Verwendung. Hierbei handelt es sich um spezielle Z-Dioden, die konstruktiv so ausgelegt sind, daß sie kurzzeitig sehr hohe Ströme (einige 100 A) aufnehmen können. Die räumlichen Abmessungen sind dabei kleiner als bei üblichen Z-Dioden. Ansprechzeiten unter 10 ps gewährleisten einen wirksamen Schutz.
Metall-Oxid-Varistoren (z. B. Zinkoxid) sind moderne Bauelemente zur Spannungsbegrenzung. Ansprechzeiten von unter 100 ns und ein sehr geringer Widerstand (einige Ohm) im Überspannungsbereich bei sehr großer Strombelastung (einige tausend Ampere) können auch Hochleistungsnetzteile ausreichend schützen. Nachteilig ist, daß die Herstellung für niedrige Ansprechspannungen (< 30 V) noch Schwierigkeiten bereitet.

Tafel 20: Kurzdaten von Überspannungsschutzeinrichtungen

	Z-Dioden	Suppressor-Dioden	Metall-Oxid-Varistoren
Spannungspegel	3...200 V	6...190 V	20...2 000 V
Stoßstrom	bis 200 A	bis 1 000 A	bis 25 000 A
Energieabsorptionsvermögen	bis 0,05 J	bis 1 J	bis 1 800 J
Dauerbelastbarkeit	bis 50 W	bis 1 W	bis 1,2 W
Ansprechzeit	< 25 ns	< 10 ps	< 25 ns

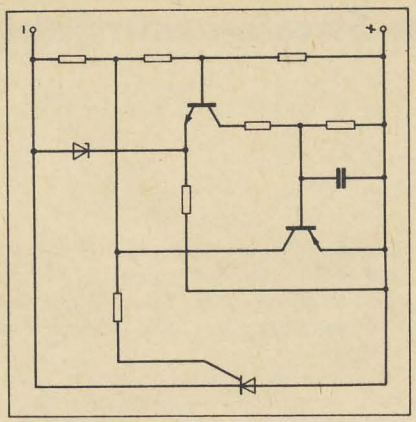


Bild 124: Überspannungsschutzschaltung

Spezielle Überspannungsableiter arbeiten nach dem Prinzip der Zündung eines elektrischen Lichtbogens im hermetisch dichten Entladungsraum (edelgasgefüllt). Für die behandelten Stromversorgungen ist der Einsatz dieser Bauelemente nicht sinnvoll. In der Tafel 20 sind einige charakteristische Daten zu den Bauelementen zusammengestellt.
Elektronische Schaltungen als Überspannungsschutz sind in vielfältiger Form bekannt. Diese Schaltungen arbeiten meist mit schnellen Thyristoren, die beim Auftreten von Überspannungen durchsteuern und den Ausgang kurzschließen. Diese Schaltungen lassen sich oft mit einem Überlastungsschutz kombinieren. Die Ansprechzeiten liegen jetzt nur im Mikrosekundenbereich, einige Millisekunden sind z. Z. Standardwerte. International existieren derartige Überspannungsschhutzschaltungen (Overvoltage Protector) in monolithischer und hybrider Form. Bild 124 zeigt die Prinzipschaltung einer Hybridausführung.

17. Meßtechnische Probleme

Wie bei anderen elektronischen Einrichtungen sind auch bei Stromversorgungen einige Messungen zur Ermittlung der wichtigsten Parameter erforderlich. Auf eine Meßschaltung zur Dimensionierung wurde bereits eingegangen (s. Bild 47). Moderne Stromversorgungen sind in ihren Parametern, speziell die Konstanz der Ausgangsspannungen, so gut, daß Messungen der Ausgangsspannungen nur mit Digitalvoltmetern (DVM) sinnvoll sind. Abweichungen im Millivoltbereich bei Ausgangsspannungen von 5 V und größer lassen sich mit Zeigerinstrumenten nicht nachweisen. Vor dem Aufkommen von Digitalvoltmetern wurden derartige Messungen mit aufwendigen Kompensationsmeßplätzen durchgeführt. Messungen mit modernen Meßgeräten haben darüber hinaus den Vorteil, daß die meisten Geräte eingebaute Filterschaltungen aufweisen, die das direkte Messen des Brummspannungsanteils von 50 Hz bzw. von 100 Hz (Welligkeit) gestatten.
Es ist in jedem Fall zu empfehlen, die Ausgangsspannung von neu aufgebauten Stromversorgungen aller Art vor dem ersten Anschalten an zu versorgenden Geräten oszillografisch zu kontrollieren. Dabei sollten sinnvoller Weise die Ausgangswerte nachgebildet werden (Lastwiderstand).
Kontrolliert werden:

- Größe und Form der Welligkeit in allen vorkommenden Lastbereichen; der Lastwiderstand ist dazu variierbar auszulegen
- Schwingneigungen beim Durchfahren der Lastkurve
- Grenzen des Regelbereiches bei Variation der Netzspannung im vorgesehenen Toleranzbereich und bei Veränderung der Last (Leerlauf – Vollast).

Diese Messungen ermitteln nur die statischen Parameter. Für viele Anwendungen ist aber auch das dynamische Verhalten der Stromversorgungseinrichtung von Interesse. Darunter wird speziell das Verhalten bei Lastsprüngen verstanden. Im allgemeinen genügt eine oszillografische Kontrolle der Ausgangsspannung bei angeschlossenem Verbraucher und dessen Arbeit in allen möglichen Betriebsregimen. Treten dabei keine Störungen auf, dürfte die Stromversorgung den Anforderungen genügen.
Bei der oszillografischen Messung wird der AC-Eingang (Wechselspannungseingang) des Oszillografen benutzt. Zu beachten ist, daß die Ablenkfrequenzen in der Größenordnung der Taktfrequenzen der zu versorgenden Geräte liegen sollten, um bei dynamischen Prüfungen die richtigen Ergebnisse zu erzielen. In der Regel sind hochwertige Oszillografen erforderlich, um z. B. Spannungseinbrüche im Nanosekundenbereich nachzuweisen.
Für intensive Messungen, speziell des Einschwingverhaltens, ist eine impulsbelastbare Lastnachbildung erforderlich. Ein Beispiel für eine mögliche Lastnachbildung ist im Bild 125 dargestellt [53]. Je nach Qualität der Bauelemente läßt sich damit das dynamische Verhalten exakt ermitteln. Entsprechend dem Laststrom können mehrere Schaltstufen parallel geschaltet werden.
Die angegebenen Meßverfahren sind für Stromversorgungen aller Art, also sowohl stetige Regler als auch Schaltregler, geeignet.
Bei netztransformatorlosen Schaltreglern besteht beim Entwickler die Notwendigkeit, die Einhaltung der SOAR-Bedingungen zu kontrollieren. Da es sich um impulsförmige Vorgänge handelt, sind nur oszillografische Messungen sinnvoll. Das Problem besteht darin, den erforderlichen Meßbereich zu erfassen. Aus dem SOAR-Diagramm (Bild 89) ist zu entnehmen, daß beim Kollektorstrom Werte von $I_{Cmax} = 1$ bis 2 A und etwa 3 mA zu ermitteln sind. Gleichzeitig sollte dabei der Verlauf von U_{CE} im Bereich von 100...1 000 V darstellbar sein. Im Bild 126 ist eine realisierte Meßanordnung dargestellt. Durch die Verwendung von logarithmischen Verstärkern läßt sich der Meßbereich in sinnvolle Dekaden

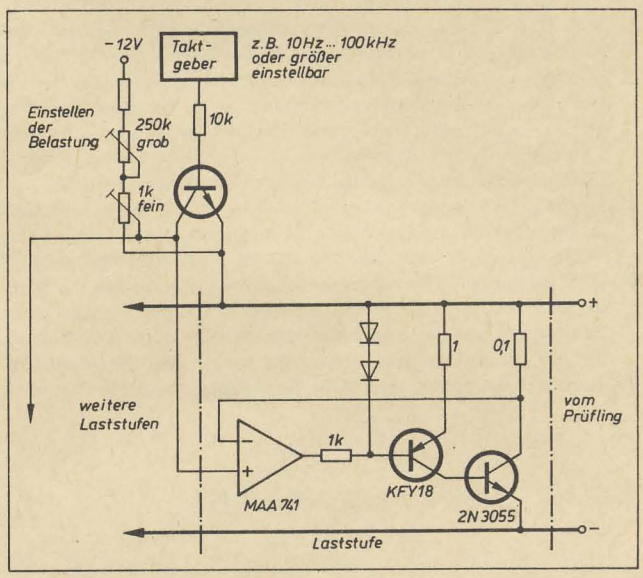


Bild 125: Schaltung zur Lastnachbildung

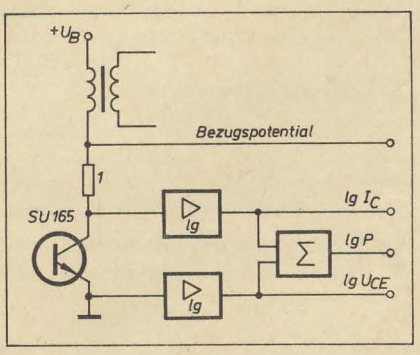


Bild 126: Meßanordnung für Schaltregler

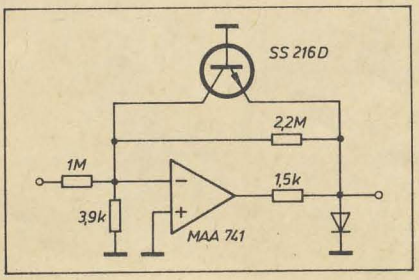


Bild 127: Logarithmischer Verstärker

aufteilen. Bild 127 zeigt einen leicht realisierbaren logarithmischen Verstärker. Trotz der Einfachheit genügt er den Anforderungen, da nur eine Kurzzeitkonstanz erforderlich ist. Der Verstärker umfaßt reichlich drei Dekaden bei guter Linearität. Die komplette Meßanordnung umfaßt natürlich noch weitere Bauelemente, z. B. eine entsprechende Eicheinrichtung [54]. Messungen an Schaltreglern weisen einige Besonderheiten auf. Der Meßwiderstand (1 Ω) muß völlig induktionsfrei sein. Eine Unterbringungen der gesamten Meßanordnung im HF-dichten Gehäuse ist Voraussetzung. Die Stromversorgung der Meßanordnung sollte mit Primärelementen erfolgen, Versorgung aus dem Netz führt zu Störungen. Die Meßkabel müssen induktions- und kapazitätsarm und für 1 000 V Betriebsspannung ausgelegt sein. Auch der Meßaufbau erfordert einige Aufmerksamkeit. Offene Schaltregler streuen meist schon direkt auf den Oszillografen ein, ohne daß die Meßanordnung angeschlossen ist! Erdschleifen sind zu vermeiden, batteriebetriebene Oszillografen sind von Vorteil. Falls möglich, sollte das Meßobjekt HF-dicht abgeschirmt werden. Es muß beachtet werden, daß sich Schaltregler im offenen oder geschlossenen Zustand unterschiedlich verhalten können (Schwingneigung)[2]). Mit geeigneten Oszillografen und entsprechender Eichung läßt sich die Kennlinie des Schalttransistors im SOAR-Diagramm darstellen. Ebenfalls ist die direkte Messung der Schaltverluste (log P) möglich. Eine Entlogarithmierschaltung ist dabei nicht unbedingt erforderlich. Der Oszillograf zeigt bei dieser Messung Kurven ähnlich Bild 119 bzw. 120. Mit diesen Messungen lassen sich Schaltregler sehr optimal einstellen. Vor allem das SOAR-Glied (D_2, R_2, C_2 im Bild 104) kann damit sehr einfach nach minimaler Verlustleistung dimensioniert werden.

18. Zusammenfassung

Die in dieser Fortsetzungsreihe behandelten Probleme moderner Stromversorgungen erheben keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Vieles konnte nur gestreift werden, einiges mußte ganz entfallen. Es war auch nicht Sinn dieser Ausführungen, vollständig dimensionierte Stromversorgungen für alle möglichen Anwendungsfälle darzustellen. Selbst beim Nachbau der angegebenen Varianten werden sich in Abhängigkeit von den verwendeten Bauelementen einige Änderungen erforderlich machen. Es bleibt zu hoffen, daß die gegebenen Anregungen und Hinweise den Entwurf und die Realisierung von Stromversorgungen erleichtern. Die vorgestellten Lösungen sollen und können nicht verabsolutiert werden.

Bei den einzelnen Varianten wurde immer versucht, Vor- und Nachteile gegenüberzustellen. Es wurde aber auch gezeigt, daß Vor- und Nachteile nicht schematisch interpretiert werden können, sondern daß diese sehr oft vom konkreten Anwendungsfall abhängen. Als wichtigste Schlußfolgerung ergibt sich: es existiert kein Rezept für „die" spezielle Lösung.

Als neuartigste Variante wurde der netztransformatorlose Schaltregler behandelt. Die gegenwärtige Situation läßt erkennen, daß die dabei auftretenden Probleme oft unterschätzt werden. Nur weil es sich um eine Neuheit handelt, soll diese Variante in möglichst vielen „modernen" Geräten zum Einsatz kommen. Es muß nochmals eindringlich auf die Ausführungen im Abschnitt 1.2. und die dort aufgelisteten Auswahlkriterien verwiesen werden. Netztransformatorlose Schaltregler sind trotz Einsatz von speziellen Schaltkreisen aufwendig und teuer. Hinsichtlich einer hohen Zuverlässigkeit können noch nicht alle Forderungen erfüllt werden.

Neue und verbesserte Schaltkreistechnologien ermöglichen einfachere Stromversorgungen. So werden moderne Halbleiterspeicher (RAM, ROM, EPROM) im größeren Umfang nur für eine Betriebsspannung (+5 V) ausgelegt. Eventuelle Hilfsspannungen werden intern auf dem Chip erzeugt. Die Standard-TTL-Baureihen werden immer mehr durch die Low-power-Schottky-TTL abgelöst. Die Leistungsaufnahme sinkt auf etwa 40 % bei sonst unveränderten Parametern. Noch günstigere Bauelemente sind zu erwarten, z. B. ALS-TTL (Advanced Low Power Schottky TTL). Hier beträgt die Leistungsaufnahme nur noch 10 % gegenüber der Standard-TTL, und die Schaltzeiten sinken auf etwa 40 %. Die Leistungsangaben beziehen sich jeweils auf ein Gatter. Dem Einsatz von integrierten Festspannungsreglern dürfte deshalb in naher Zukunft eine wesentlich größere Bedeutung zukommen.

Eine weitere Tendenz besteht darin, die aufwendigen Schaltregler zu verbessern. Im Abschnitt 13 wurden bereits einige Probleme zu Leistungs-Feldeffekttransistoren dargelegt. Neben einer ersten Ernüchterung beim Einsatz von V-MOSFETs in Stromversorgungen, besonders in den noch zu hohen Preisen der benötigten Bauelemente begründet, gibt es weitere Neuheiten auf diesem Gebiet. V-MOSFETs wurden für Stromversorgungen durch sogenannte HEXFETs abgelöst [55]. Diese ergaben noch bessere Werte. Vor allem konnte der Durchlaßwiderstand weiter verringert werden (z. B. 0,04 Ω bei 25 A Drainstrom; IRF 150, International Rectifier). Das große Interesse an der Problematik Stromversorgung wird durch eine Vielzahl von Zuschriften an Autor und Redaktion dokumentiert. Hier sei dafür allen Einsendern gedankt. Neben Hinweisen auf Druckfehler sind auch eine Anzahl wertvoller Ergänzungsvorschläge eingegangen. Einiges konnte im Verlauf der Serie noch berücksichtigt werden.

19. Berichtigungen

Heft 1, Seite 30

2. Spalte, letzte Zeile: τ statt t für Schaltperiode

Heft 2, Seite 96

Tafel 2, 4. Position: SY 360/0,5 bis 16, 35-1120V1
6. Position: anstelle SY 170 richtig SY 180/1-14

21. Zeile: TGL 200-1737 statt 15 583

Bild 8: richtig $U_a = 2\sqrt{2\,U_{eff}}$

Bild 9: richtig $U_a = 2n\sqrt{2\,U_{eff}}$

Heft 3, Seite 163

2. Spalte: Für die Ausgangsspannung gilt:

$$U_a \triangleq U_z - U_{BE} \approx U_z - 0{,}7\ V$$

Für den Widerstand gilt:

$$\frac{(U_{emin} - U_z)B}{B\,I_{zmin} + I_{amax}} > R > \frac{(U_{emax} - U_z)B}{B\,I_{zmax} + I_{amin}}$$

$$U_a \approx U_z - 1{,}4\ V$$

Heft 5, Seite 299

2. Spalte, 7. Zeile: R_{12} gleich $U_z - U_{BE6}$

$$R_{13} = \frac{(U_z - U_{BE6})R_{ges}}{U_a}$$

$$R_{11} = \frac{(U_a - U_z + U_{BE6})R_{ges}}{U_a}$$

Bild 48: Am Ausgang 30 A statt 30 V

Heft 8, Seite 499

Unterschriften Bild 82 und 83 sind vertauscht

Heft 10, Seite 636

Bild 107: $R_{13} = 1{,}3\ k\Omega$
Widerstand 100 Ω nur am Schleifer vom Einsteller

[2]) Interessenten können Nachnutzungsunterlagen bei der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationstechnik, anfordern

Literatur

[52] Schmid, O. P.: Moderner Überspannungsschutz. bauteilereport 17 (1979) H. 4, S. 169–173

[53] Becker, H.: Prüfeinrichtung für Netzgeräte. Elektronik 28 (1979) H. 2, S. 8

[54] Ruppert, A.: Messungen an Bauelementen für Schaltregler. Diplomarbeit an der TH Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationstechnik 1978

[55] Die letzte Hürde ist genommen. Funktechnik 35 (1980) H. 1, S. W 19 und W 20

[56] SIPMOS – Die neuen Siemens-Leistungsschalter. Siemens Components 18 (1980) H. 2, S. 104 und 105

Damit ist die Reihe MODERNE STROMVERSORGUNGSTECHNIK abgeschlossen. Im folgenden veröffentlichen wir zur besseren Orientierung das Inhaltsverzeichnis dieser Artikelfolge.

INHALT

		Heft/Seite 1980
1.	**Übersicht**	1/27
1.1.	Charakteristika stabilisierter Netzgeräte	1/27
1.2.	Entwicklungsstand und Tendenzen	1/28
1.3.	Prinzipschaltungen stabilisierter Netzgeräte	1/29
1.3.1.	Prinzipschaltungen	1/29
1.3.2.	Nichtstetige Regelung, Schaltbetrieb	1/30
1.3.3.	Schaltungen mit stetiger Regelung	2/95
1.3.3.1.	Regelstrecke	2/95
1.3.3.2.	Regeleinrichtung	2/95
1.3.3.3.	Normal, Referenzspannungserzeugung	2/95
2.	**Bereitstellen der Betriebsspannung**	2/95
2.1.	Netztransformator	2/95
2.2.	Gleichrichter	2/96
2.3.	Ladekondensator und Siebung	2/96
3.	**Realisierung mit diskreten Bauelementen**	2/97
3.1.	Einfache Z-Diodenstabilisierung	2/97
3.2.	Anordnungen mit Verstärker	3/163
3.2.1.	Konstantstromquelle als Kollektorwiderstand	3/164
3.2.2.	Einsatz von Differenzverstärkern	3/165
3.2.3.	Störwertaufschaltung	3/165
3.2.4.	Einsatz von komplementären Transistoren	3/165
4.	**Schutzmaßnahmen gegen Überlastungen**	3/166
5.	**Weitere Schaltungen**	4/231
6.	**Anordnungen für einstellbare Ausgangsspannungen**	4/233
7.	**Entwurfsbeispiele mit diskreten Halbleitern**	4/233
8.	**Integrierte Schaltungen**	5/300
8.1.	Differenzverstärker	5/301
8.2.	Operationsverstärker	5/301
8.3.	Integrierte Referenzspannungsquellen	5/301
8.4.	Integrierter Spannungsregler 723	5/301
8.4.1.	Entwurfsbeispiel	6/367
8.4.2.	Weitere integrierte Spannungsregler	6/369
9.	**Integrierte Festspannungsregler**	6/369
9.1.	Funktion	6/370
9.2.	Grundschaltungen mit Festspannungsreglern	7/435
9.3.	Tendenzen	7/437
10.	**Schaltregler mit Netztransformator**	7/437
10.1.	Funktion	7/437
10.2.	Ansteuerschaltungen	8/499
10.3.	Realisierungsvarianten	8/499
11.	**Netztransformatorlose Schaltregler**	8/501
11.1.	Sicherer Arbeitsbereich	8/501
11.2.	Ansteuerschaltungen	8/501
11.3.	Prinzipien	9/571
11.3.1.	Sperrwandler	9/571
11.3.2.	Durchflußwandler	9/571
11.3.3.	Gegentaktwandler	9/572
11.3.4.	Varianten und Einsatzkriterien	9/572
11.4.	Leistungsübertrager	9/573
11.5.	Regeleinrichtung	9/573
11.6.	Schutzbeschaltung des Hochspannungsschalttransistors	9/574
11.7.	Sekundäre Gleichrichtung und Siebung	9/574
11.8.	Realisierungsbeispiele	10/635
12.	**Sonderschaltungen**	10/637
12.1.	Ferroresonanzregler	10/637
12.2.	Einsatz von Thyristoren	10/637
12.3.	Sonstiges	10/637
13.	**Vertikal-Feldeffekttransistoren (V-MOSFET)**	10/637
14.	**Funkentstörung**	10/638
15.	**Thermische Probleme und Kühlkörperberechnung**	11/708
16.	**Ergänzungen**	11/710
16.1.	Parallelschalten von Transistoren	11/710
16.2.	Transistorgrundschaltungen	11/710
16.3.	Überspannungsschutz	12/771
17.	**Meßtechnische Probleme**	12/772
18.	**Zusammenfassung**	12/773
19.	**Berichtigungen**	12/773

BESTELLSCHEIN

VT

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Expl.

Grundlagen der Elektrotechnik

Band 1 Gleichspannungstechnik

Lehrbuch für Ingenieurschulen der Elektrotechnik

H. Grafe, J. Loose, H. Kühn

9., durchgesehene Auflage,
242 Seiten, zahlreiche Bilder
Kunstleder 16,00 Mark
Bestellnummer 552 605 7 _____

Fertigungsverfahren in der Gerätetechnik

F. Grünwald

1. Auflage, 576 Seiten, 461 Bilder, 158 Tafeln
Leinen 48,00 Mark
Bestellnummer 552 842 3 _____

Schleiftechnischer Ratgeber

E. Eckstein, M. Jähnig, R. Werner

4., stark bearbeitete Auflage
304 Seiten, 73 Bilder, 45 Tafeln
Pappband 19,80 Mark
Bestellnummer 552 815 9 _____

Vorrichtungen

Gestalten Bemessen Bewerten

H. Thiel

6., stark bearbeitete Auflage
340 Seiten, 368 Bilder, 62 Tafeln
Kunstleder 21,50 Mark
Bestellnummer 552 812 4 _____

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik ebenfalls mit diesem Vordruck bestellen.

_____

_____

_____

_____

_____

Name, Vorname

_____

Postleitzahl, Wohnort

_____

Straße, Hausnummer

_____

Datum, Unterschrift

Service- und Amateurinformationen (79)

Farbfernsehempfänger Raduga 730

Teil 2 und Schluß

Ing. GÜNTHER WINKLER

Mitteilung aus dem VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen Dresden

Zur Linearisierung und Vergrößerung des dynamischen Bereiches ist der Emitter an die Spannung −12 V gelegt. Die Betriebsspannung U_B des Transistors T_2 beträgt also insgesamt 24 V. R_{11} und R_{12} bilden den Emitterwiderstand, wobei C_9 die Funktion des Emitterkondensators hat. Der Außenwiderstand R_5 kann durch Parallelschaltung von R_6 und R_7 verändert werden, wodurch eine Änderung der Verstärkung dieser Stufe erreicht wird. Die pulsierende AFC-Spannung wird damit an die entsprechenden Bereiche angepaßt.

Band I

Über den Verbindungsstecker ШСК-8-6 Kontakt 1 und Anschlußpunkt 12 liegt an $Д_1$ 0 V (VHF). $Д_1$ ist gesperrt. Über den Verbindungsstecker Ш 30 a Kontakt 3 liegen −12 V an $Д_2$. Die Diode ist gesperrt. Als R_a wirkt nur R_5.

Band III

$Д_1$ 0 V gesperrt
$Д_2$ über Ш 30 a Kontakt 3 +12 V, Diode geöffnet
Als R_a wirkt R_5 parallel R_7 (Verringerung von R_a, damit geringere Verstärkung)

Bänder IV und V

$Д_1$ +12 V Diode geöffnet
$Д_2$ +12 V Diode geöffnet
Als R_a wirkt R_5 parallel R_6 parallel R_7. Dadurch wird die Verstärkung im Band III sowie in den Bändern IV und V verringert.
Die durch den Transistor T_2 verstärkten Impulse werden über C_6 an den Kollektor von T_3 geführt. T_3 wird durch die Zeilenrückschlagimpulse ebenfalls aufgetastet. Dabei liegt die Programmabstimmspannung am Emitter von T_3 und wird durch die Zeilenrückschlagimpulse zum Kollektor durchgeschaltet und mit der verstärkten Impulsspannung, die über C_6 kommt, überlagert und mit C_{13} gesiebt. Die gewonnene Gleichspannung über R_{17} – Ш 30 a, Kontakt 1 dem C-Diodentuner zugeführt.
Um mögliche Fehlabstimmungen durch die AFC-Schaltung zu vermeiden, wird diese Schaltung für die Dauer der Programmumschaltzeit außer Betrieb gesetzt. Die Erzeugung des Blockierungsimpulses wurde bereits unter 2.4. beschrieben.
Vom Verbindungsstecker ШП-2a Kontakt 3 gelangt dieser negative Impuls über C_{10} an den Emitter von T_4. Die Diodenstrecke Emitter – Basis von T_4 verursacht eine Aufladung des C_5. Das RC-Glied C_5, R_8 bestimmt die Zeit, für die T_4 gesperrt bleibt.
Der nichtleitend werdende T_4 verursacht einen positiven Spannungssprung an der Basis von T_1 über R_4. Dadurch wird T_1 durchgeschaltet und verbleibt in diesem Schaltzustand weit über die Dauer eines Zeilenimpulses. Wird ein Sender empfangen, ändert sich automatisch der Schaltzustand des T_1, da durch den Entladeprozeß an C_5 die AFC-Schaltung allmählich wieder in Betrieb genommen wird.
Die Handabschaltung der AFC wird durch manuelles Schalten der Basis von T_4 nach Masse realisiert. C_{13} dient zur Siebung vor allem gegen Brummstreifen bei UHF.

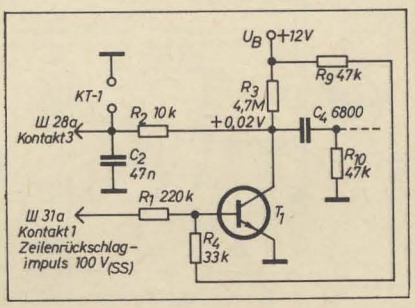


Bild 11: Zur Umformung der AFC-Spannung in eine pulsierende Gleichspannung

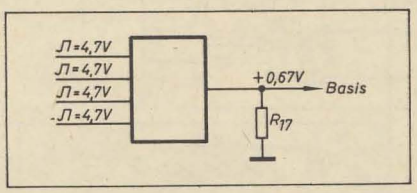


Bild 12: Wenn zwei Lampen gleichzeitig aufleuchten, ist u. a. die Basis zu überprüfen

3.4. Spannungs- und Stromwerte für den Anschluß des C-Diodentuners

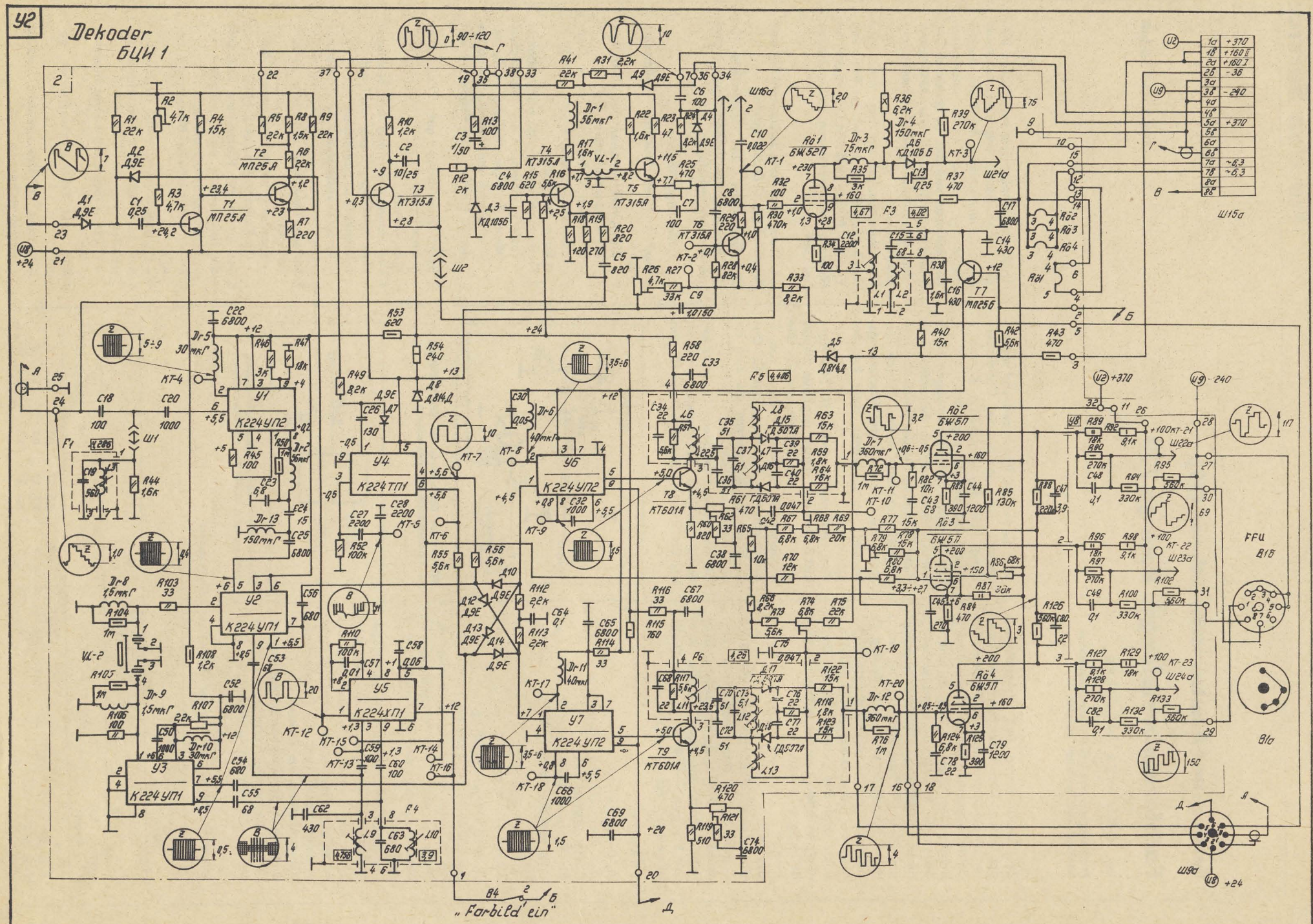
Die Spannungs- und Stromwerte für den Anschluß des C-Diodentuners sind aus der Tafel ersichtlich.

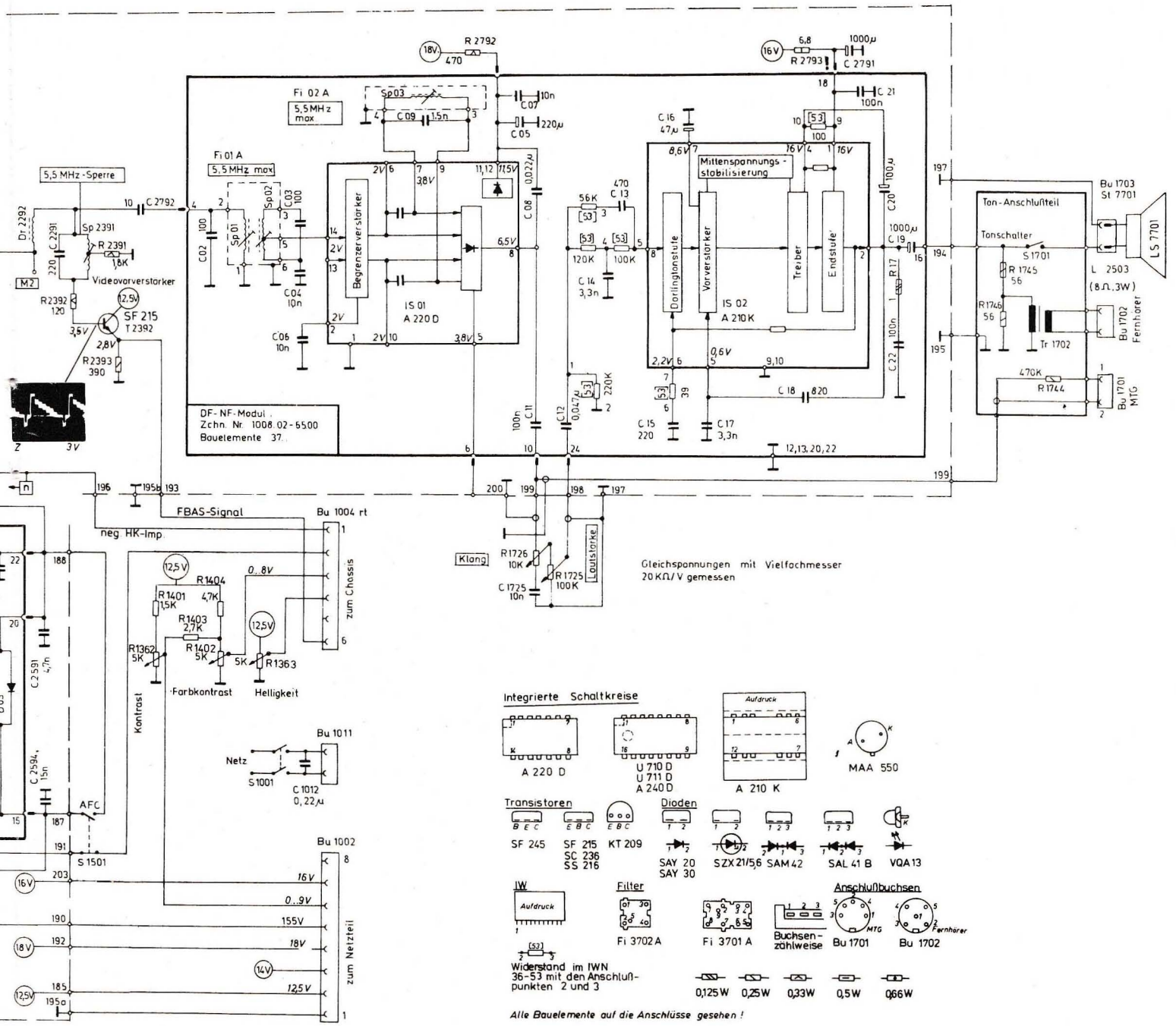
Spannungs- und Stromwerte für den Anschluß des C-Diodentuners

	N Kontakt 30a	5		2		6		1		4	
V	N Kontakt CK-B-1E	1		2		4		8		9	
Kanal	E D Strom	V	mA	V	mA	V	mA	V	mA	V	mA
	I	+12	35	−12	0,08	12	5	0,5...27	0,1	0	0
5–12	III	+12	35	+12	40	12	5	0,5...27	0,1	0	0
21–60	IV/V	0	0	+12	40	12	5	0,5...27	0,1	+12	18

3.5. Fehlermöglichkeiten

1. Zwei Lampen leuchten gleichzeitig auf
   – Kurzschluß zwischen den Kontakten der Programmtasten
   – 0 an den Kollektoren zweier Transistoren (Kollektor-Emitterschluß)
   – Basis überprüfen
2. Programme lassen sich nicht schalten
   – Taste 1 drücken, C_2 überprüfen. Wenn durchgeschlagen, ist T_6 immer leitend, die anderen Eingänge der IS erhalten kein Potential 1 von T_6
3. Beim Einschalten geht das Programm 1 nicht
   – R_{16} defekt
4. Die Lampen leuchten bei Betätigen einer beliebigen Taste nicht auf
   – Schaltkreise überprüfen
   – Versorgungsspannungen überprüfen
5. Lampen leuchten mit sehr großer Helligkeit
   – Spannung an KT – 1 überprüfen (T_5 Kollektor-Emitter-Schluß)
6. Auf einem der Programme läßt sich die Abstimmung nicht einstellen
   – $Д_1$ bis $Д_6$ unterbrochen
7. Keine automatische Blockierung der AFC
   – C_{10} prüfen
8. AFC läßt sich nicht von Hand abschalten
   – Ш28a – Steckverbindung überprüfen
9. Bild- und Zeilensynchronisation gestört
   – Kontakt 1 Ш28a prüfen, +12 V müssen vorhanden sein.


У2
Dekoder
БЦИ 1
У1 К224УП2
У2 К224УП1
У3 К224УП1
У4 К224ТП1
У5 К224ХП1
У6 К224УП2
У7 К224УП2
Ш1
Ш2
Ш15а
Ш16а
Ш19а
Ш21а
Ш22а
Ш23а
Ш24а
„Farbild ein"



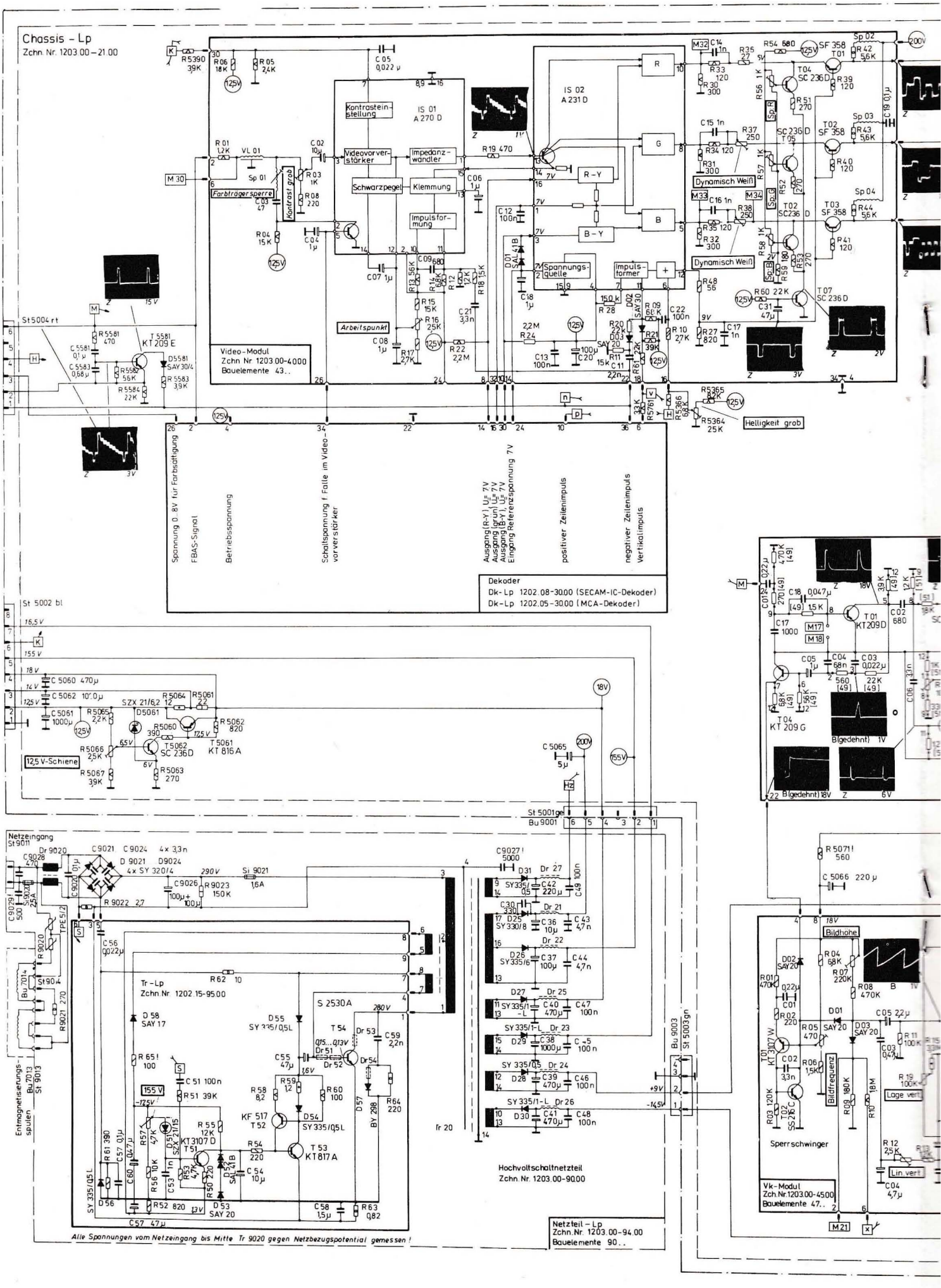
Integrierte Schaltkreise

Transistoren

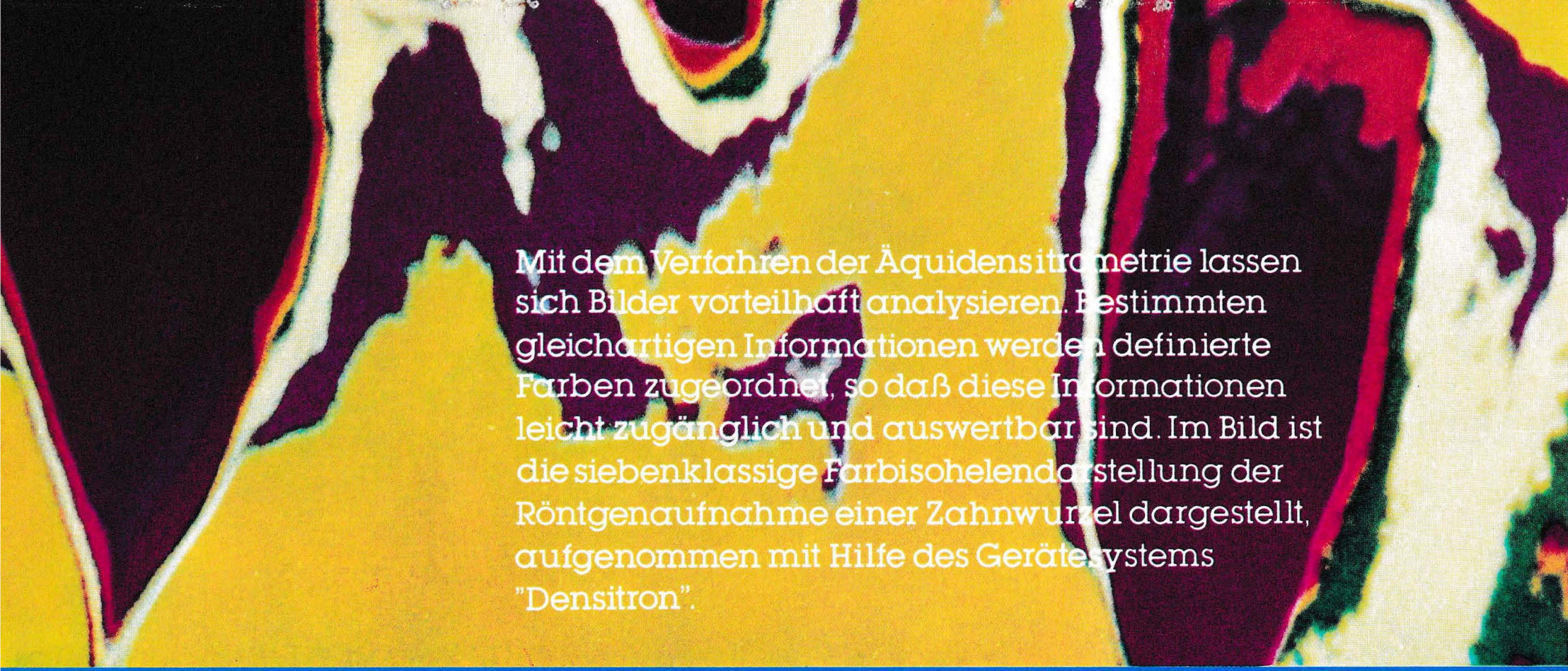
Dioden

Alle Bauelemente auf die Anschlüsse gesehen!

Bild 6: Stromlaufplan Farbempfangsteil der Geräte Colortron und Colorett
Siehe Beitrag Seite 795


Chassis – Lp
Zchn. Nr. 1203.00 – 21.00
Video-Modul
Zchn Nr 1203.00-4000
Bauelemente 43..
Kontrasteinstellung
Videovorverstärker
Impedanzwandler
Schwarzpegel
Klemmung
Impulsformung
Farbträgersperre
Kontrast grob
Arbeitspunkt
Spannungsquelle
Impulsformer
Dynamisch Weiß
Helligkeit grob
Spannung 0..8V für Farbsättigung
FBAS-Signal
Betriebsspannung
Schaltspannung f. Falle im Video-vorverstärker
Ausgang (R-Y) Ue= 7V
Ausgang (grün) Ue= 7V
Ausgang (B-Y) Ue= 7V
Eingang Referenzspannung 7V
positiver Zeilenimpuls
negativer Zeilenimpuls
Vertikalimpuls
Dekoder
Dk-Lp 1202.08-30.00 (SECAM-IC-Dekoder)
Dk-Lp 1202.05-30.00 (MCA-Dekoder)
12,5 V-Schiene
Netzeingang
Tr-Lp
Zchn. Nr. 1202.15-95.00
Hochvoltschaltnetzteil
Zchn. Nr. 1203.00-9000
Netzteil – Lp
Zchn. Nr. 1203.00-94.00
Bauelemente 90..
Alle Spannungen vom Netzeingang bis Mitte Tr 9020 gegen Netzbezugspotential gemessen!
Vk-Modul
Zchn. Nr. 1203.00-4500
Bauelemente 47..
Bildhöhe
Bildfrequenz
Sperrschwinger
Lage vert.
Lin. vert.

elektronik
im täglichen leben 3



Mit dem Verfahren der Äquidensitrometrie lassen sich Bilder vorteilhaft analysieren. Bestimmten gleichartigen Informationen werden definierte Farben zugeordnet, so daß diese Informationen leicht zugänglich und auswertbar sind. Im Bild ist die siebenklassige Farbisohelendarstellung der Röntgenaufnahme einer Zahnwurzel dargestellt, aufgenommen mit Hilfe des Gerätesystems "Densitron".

Foto: Werkfoto

radio fernsehen elektronik | 1981

	Mo	Di	Mi	Do	Fr	Sa	So	Mo	Di	Mi	Do	Fr	Sa	So	Mo	Di	Mi	Do	Fr	Sa	So	Mo	Di	Mi	Do	Fr	Sa	So	Mo	Di	Mi	Do	Fr	Sa	So	Mo	Di
JANUAR				1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31			
FEBRUAR							1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28			
MÄRZ							1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31
APRIL			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30					
MAI					1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31		
JUNI	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30							

elektronik im täglichen leben 4

Die Sicherheit der Fluggäste und des Flugpersonals hängt in wesentlichem Maße von der Qualität und der Zuverlässigkeit der Flugsicherungsanlagen ab. Das Bild zeigt die neue Flugsicherungs-Radaranlage auf dem Flughafen Schönefeld, eine polnisch-sowjetische Gemeinschaftsentwicklung.

Foto: Nesling
Gestaltung: G. Henkel

radio fernsehen elektronik 1981

	Mo	Di	Mi	Do	Fr	Sa	So	Mo	Di	Mi	Do	Fr	Sa	So	Mo	Di	Mi	Do	Fr	Sa	So	Mo	Di	Mi	Do	Fr	Sa	So	Mo	Di	Mi	Do	Fr	Sa	So	Mo
JULI			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31			
AUGUST						1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31
SEPTEMBER		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30					
OKTOBER				1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31		
NOVEMBER							1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
DEZEMBER		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31				

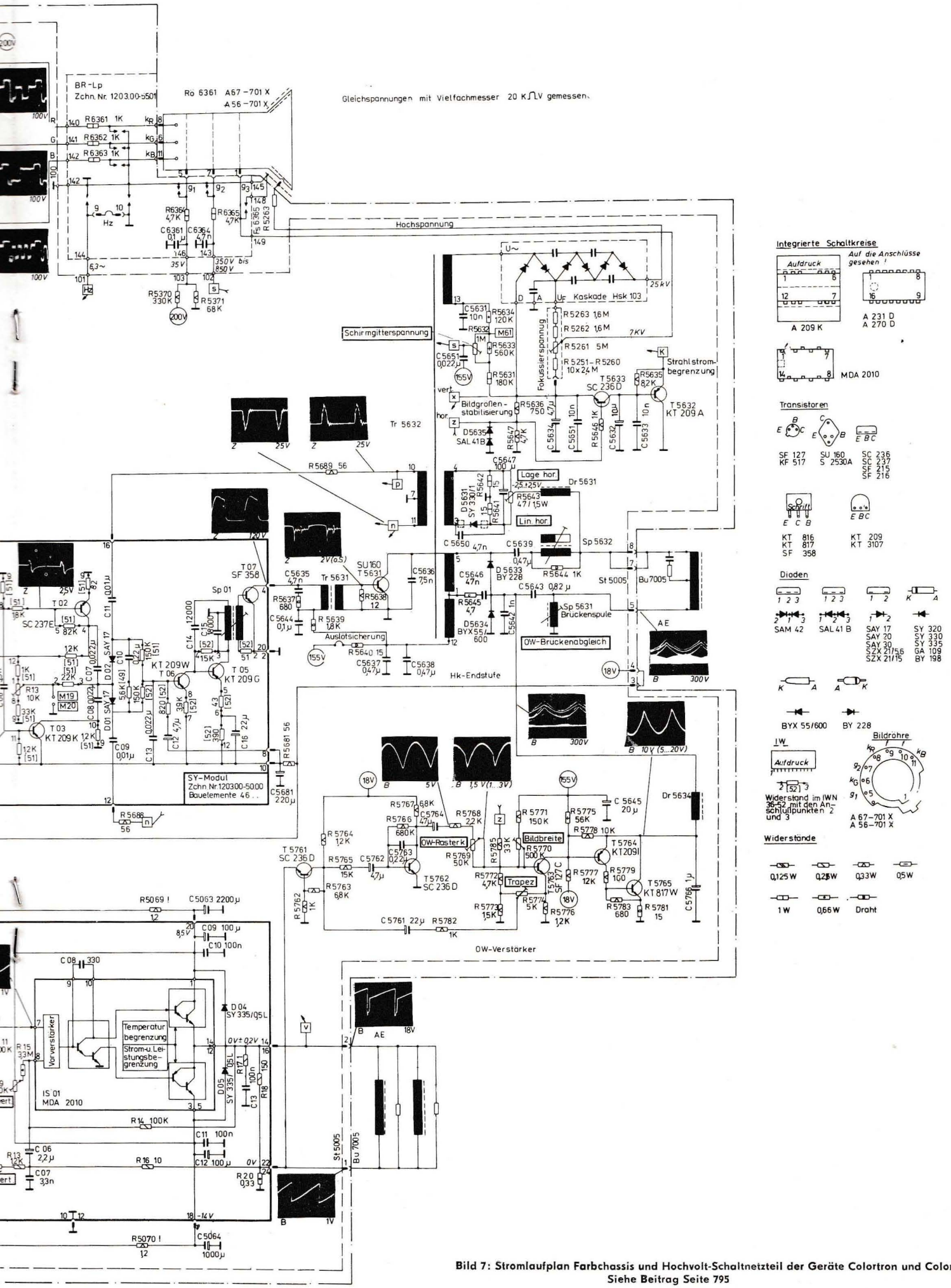
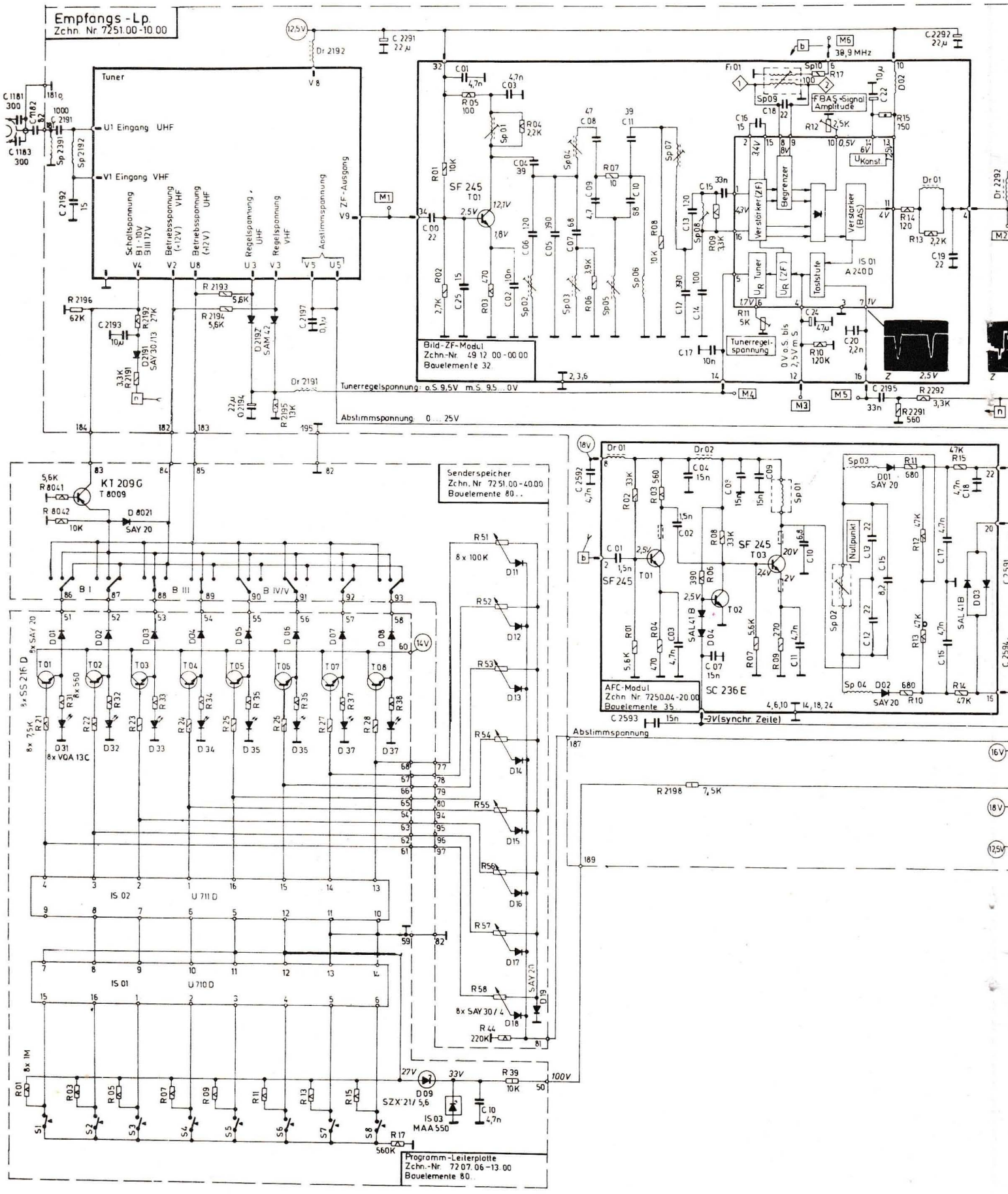


Bild 7: Stromlaufplan Farbchassis und Hochvolt-Schaltnetzteil der Geräte Colortron und Colorett
Siehe Beitrag Seite 795


Empfangs-Lp.
Zchn. Nr. 7251.00-10.00
Tuner
U1 Eingang UHF
V1 Eingang VHF
Schaltspannung B1 - 10V B III 12V
Betriebsspannung (+12V)
Betriebsspannung (+12V)
Regelspannung UHF
Regelspannung VHF
Abstimmspannung
ZF-Ausgang
SF 245
Bild-ZF-Modul
Zchn.-Nr. 49 12 00-00 00
Bauelemente 32
IS 01 A 240 D
Verstärker (ZF)
Begrenzer
Verstärker (BAS)
Tastfstufe
Tunerregel-spannung
FBAS-Signal Amplitude
Tunerregelspannung: o.S. 9,5V m.S. 9,5 ... 0V
Abstimmspannung: 0 ... 25V
Senderspeicher
Zchn. Nr. 7251.00-40.00
Bauelemente 80...
KT 209 G
T 8009
D 8021
SAY 20
B I
B III
B IV/V
8x SS 216 D
8x VQA 13C
IS 02
U 711 D
IS 01
U 710 D
IS 03 MAA 550
SZX 21/5,6
8x SAY 30/4
Programm-Leiterplatte
Zchn.-Nr. 72 07.06-13.00
Bauelemente 80
AFC-Modul
Zchn. Nr. 7250.04-20.00
Bauelemente 35
SC 236 E
-3V (synchr. Zeile)
Abstimmspannung
38,9 MHz

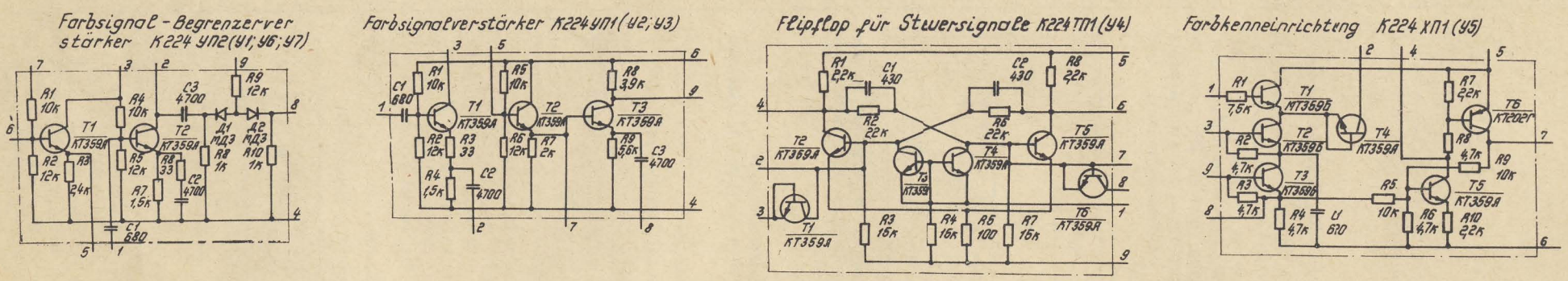


Bild 13: Dekoder, Farbsignal-Begrenzerverstärker, Farbsignalverstärker, Flip-Flop für Steuersignale, Farbkenneinrichtung

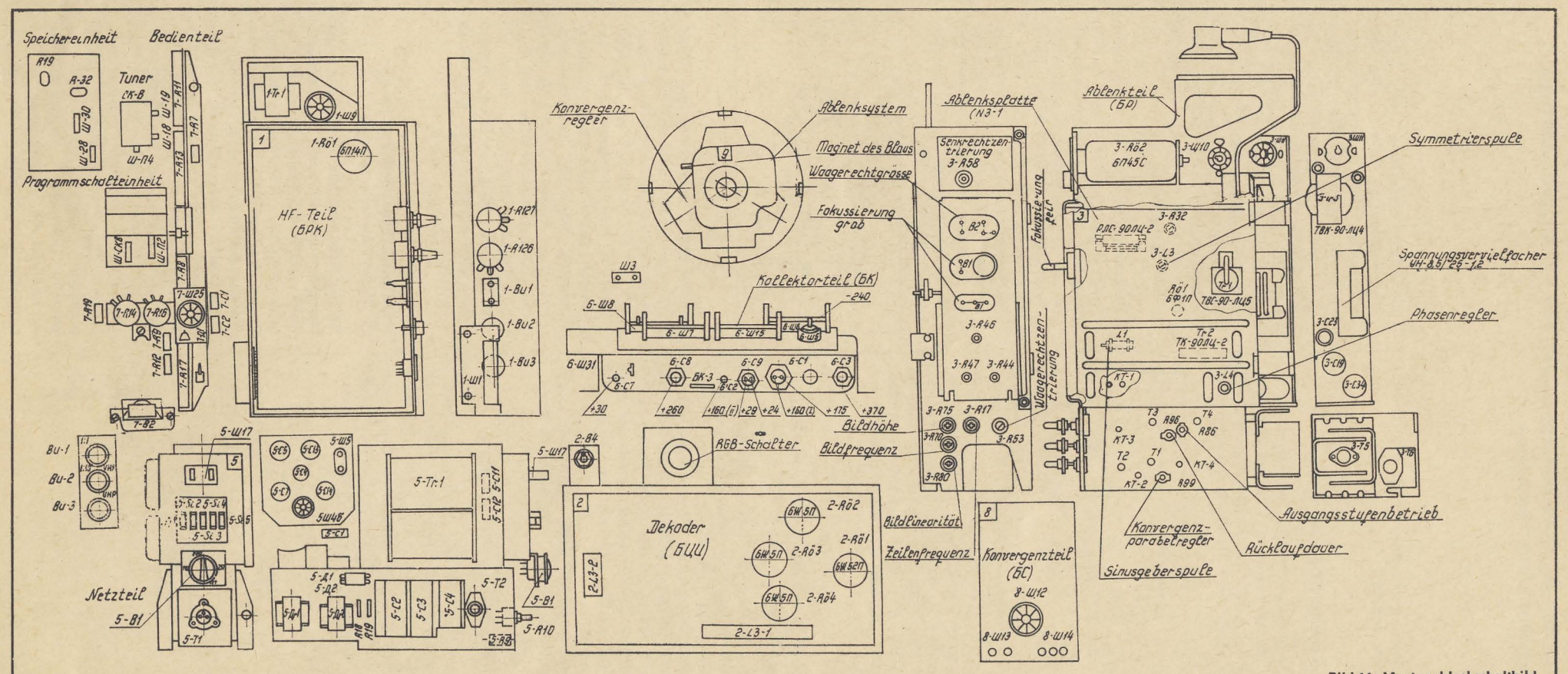
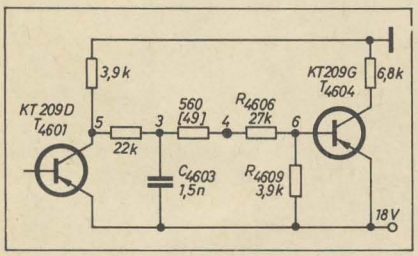


Bild 14: Montageblockschaltbild

Mitteilung aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Geänderter SY-Modul

Um eine verbesserte Vertikalsynchronisation zu erreichen, wird auf dem SY-Modul eine Schaltungsänderung nach dem folgenden Schaltungsauszug durch-



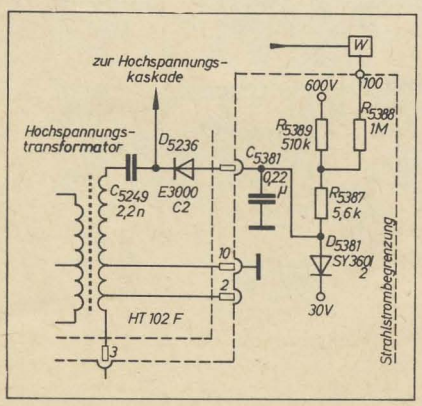
geführt. Die Kondensatoren C_{4604} und C_{4605} entfallen, C_{4603} ändert sich in 1,5 nF. R_{4606} wird in 27 kΩ und R_{4609} in 3,9 kΩ geändert. Alle Transistoren KT 208 sind durch die entsprechenden Typen KT 209 (Plastausführung) ersetzt.

Chassisleiterplatte in 90°-Farbfernsehempfängern

Ab I. Quartal 1980 wird in alle 90°-Farbfernsehempfänger eine neue Chassisleiterplatte eingesetzt. Diese neue Chassisleiterplatte (Zeichnungsnummer 1202.04-21.00 i, EDV-Nr. 2 362 026) ist nach Änderung der unter Punkt 2 aufgeführten Steckverbindung mit der bisherigen Chassisleiterplatte (Index h) kompatibel.
Gegenüber der bisherigen Ausführung (Index h) ergeben sich folgende Änderungen:

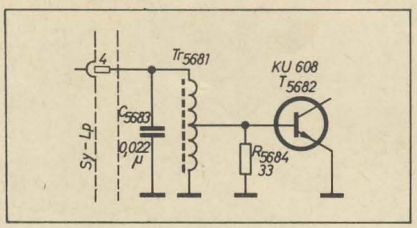
1. Veränderte Leiterzugführung

2. Wegfall von St_{5002} und Bu_{1002} (zweipolige Verbindung vom E-Teil zum Chassis). Das FBAS-Signal wird über Kontakt 6 von St_{5001} und Bu_{1001} geführt. Die Masseverbindung erfolgt über Kontakt 1 von St_{5004} und Bu_{1004}.



3. Veränderte Schaltung der Strahlstrombegrenzung (Bild 1). Die Wirkungsweise der Strahlstrombegrenzung ist unverändert. Bei geringem Strahlstrom ist D_{5381} durch R_{5389}, R_{5387} und die 600-V-Schiene leitend, so daß C_{5381} auf etwa +30 V aufgeladen ist und diese Spannung über R_{5388} an den Steuergittern der Bildröhre anliegt. Steigt der Strahlstrom auf über 1,2 mA an, sperrt D_{5381}, und die Spannung an C_{5381} verringert sich bis auf −80 V (Extremwert).

4. Treibertransformator für Zeilenendstufe (Tr_{5681}) geändert. Die Ausführungsform des Treibertransformators für die Zeilenendstufe (Tr_{5681}), Zeichnungsnummer 1202.04-80.00 (EDV-Bestellnr. 2 325 013) ändert sich in Stabkerntransformator, Zeichnungsnummer 1202.03-33.00 (EDV-Bestellnr. 2 355 018). Hierdurch ändert sich die äußere Beschaltung des Transformators (Bild 2).



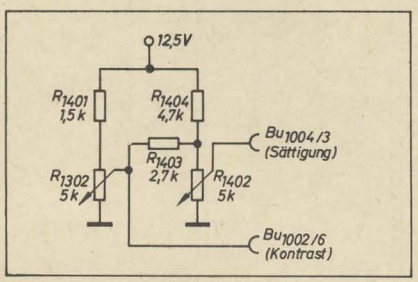
Beide Ausführungsformen des Transformators werden zukünftig als Ersatzteil bereitgestellt. Läßt sich im Reparaturfall ein Austausch der nichtkompatiblen Transformatoren nicht vermeiden, sind Folgeänderungen durchzuführen. Bei Ersatz des Transformators Tr_{5681} (ältere Ausführung) durch den Stabkerntransformator sind R_{5682} und Dr_{5681} kurzzuschließen sowie ein Widerstand 33 Ω zwischen Anzapfung des Transformators und Masse zu schalten.

Neue Modulkennzeichnung für alle Staßfurter Fernsehempfänger

Ab Juli 1980 wird ein neues System der Nummernkennzeichnung in Schwarzweiß- und Farbfernsehempfängern produktionswirksam. Alle Moduln der Empfänger erhalten über einen größeren Produktionszeitraum eine einheitliche Seriennummer aufgeklebt. In der Garantiekarte erscheint diese Seriennummer nur einmal und gilt für alle Moduln. Die bislang auf die Moduln geklebte mehrstellige Zahl entfällt. Ein Unterschied zwischen Farb- bzw. Schwarzweißmoduln ist durch F bzw. S gegeben.
Wird im Garantiefall ein Modul gewechselt, ist die Seriennummer des neu einzusetzenden Moduls in die entsprechende Zeile der Garantiekarte einzutragen und vom Reparateur abzuzeichnen.

Kontrastbrücke für Colortron/Colorett

Mit Beginn der Serienfertigung wurde bei allen Colortron- und Colorett-Typen die Beschaltung von Kontrast- und Sättigungssteller entsprechend dem Schaltungsausgang geändert. Die geänderte Schaltung garantiert einen verbesserten Gleichlauf zwischen Schwarzweiß- und Farbkontrast.

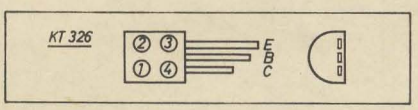


Die zusätzlichen Widerstände werden direkt am Kontrast- bzw. Sättigungssteller befestigt.

Kennzeichnungsschlüssel für Transistoren SU-Import KT 326 und KT 3107

KT 326 (Bild 1)

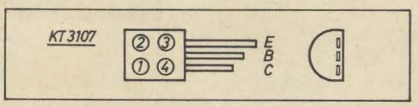
1 = braun, als Typenkennzeichen



1 = braun	= Transistorgrundtyp KT 326
2 = gelb	= Transistor KT 326 БМ
2 = rosa	= Transistor KT 326 АМ
3 und 4	= Verschlüsselung des Herstelldatums

KT 3107 (Bild 2)

1 = blau, als Typenkennzeichen



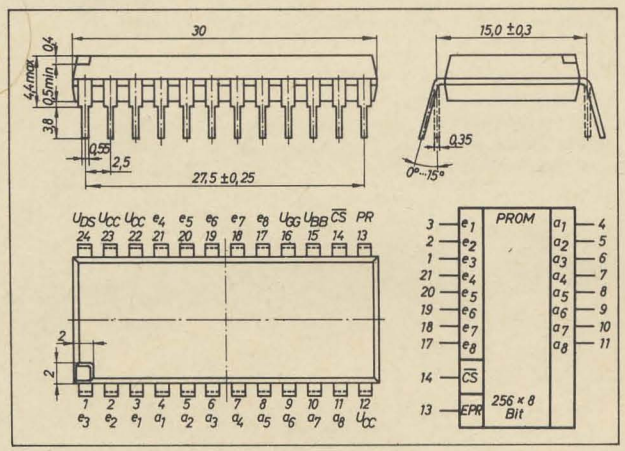
1 = blau	= Transistorgrundtyp KT 3107
2 = rosa	= Transistor KT 3107 А
2 = gelb	= Transistor KT 3107 Б
2 = blau	= Transistor KT 3107 В
2 = beige	= Transistor KT 3107 Г
2 = orange	= Transistor KT 3107 Д
2 = grün	= Transistor KT 3107 И
2 = rot	= Transistor KT 3107 К
2 = grau	= Transistor KT 3107 Л
3 und 4	= Verschlüsselung des Herstelldatums

Statischer Festwertspeicher U 551 D

Ing. URSULA SCHLÖFFEL

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Erfurt

Der integrierte Schaltkreis U 551 D ist ein statischer, elektrisch programmierbarer Festwertspeicher (PROM) in p-Kanal-Silicon-Gate-Technologie. Alle Eingänge des PROM sind mit integrierten Gateschutzelementen versehen. Die Abmessungen des Schaltkreises entsprechen der Bauform für monolithische integrierte Schaltkreise 21.2.3.2.24 (24poliges DIL-Plastgehäuse, 15 mm Rasterabstand) nach TGL 26 713 (s. Bild).
Der U 551 D ist vorwiegend für den Einsatz in Datenverarbeitungsgeräten vorgesehen. Er hat eine Speicherkapazität von 2 048 bit. Zur Auswahl der Worte stehen acht Eingänge zur Verfügung. Die Ausgabe erfolgt in 256 Worten zu je 8 bit.
Der Schaltkreis hat einen Chip-enable-Eingang $\overline{(CS)}$. Für $U_{\overline{CS}} = L$ ist der Chip aktiviert, für $U_{\overline{CS}} = H$ sind die Ausgänge hochohmig. Zur Verringerung der Verlustleistung kann die Betriebsspannung U_{GG} getaktet werden.



Anschlußbelegung und Logikbild

Zusammenschaltbedingungen

Die Zusammenschaltung der Schaltkreise (Dateneingänge) kann beliebig unter Beachtung der angegebenen Verzögerungszeiten, Eingangsströme, wirkender Lastkapazitäten und Störkapazitäten erfolgen. Die Eingänge können von TTL-Gattern angesteuert werden, wenn gewährleistet ist, daß das TTL-Gatter mindestens $U_{aH} = U_{CC} - 2\,V$ als H-Pegel abgibt.
Ausgangsseitige Parallelschaltung mit Bauelementen, die keinen Chip-Select-Eingang aufweisen, ist nicht möglich.

Bitmusterbestellung

Die Bestellung eines Bitmusters der beim Hersteller zu programmierenden Variante des U 551 D hat nach dem Werkstandard des Herstellers FS 457.06 zu erfolgen.
Zusätzlich kann auch vom Anwender ein entsprechend programmiertes anschluß- und signalkompatibles Speicherbauelement zur Verkürzung der Durchlaufzeit zur Verfügung gestellt werden, das als Vorlage der beim Hersteller zu programmierenden Bauelemente dient. Dazu sind je Bitmuster zwei Bauelemente notwendig.

Hinweise für die Abfassung von Manuskripten

Wir erhalten oft Anfragen, wie für die Veröffentlichung bestimmte Manuskripte auszusehen haben, welche Formfragen zu beachten sind und wie Fotos und Zeichnungen beschaffen sein müssen. Aus diesem Grunde veröffentlichen wir die folgenden Hinweise. Wenn Sie sie beachten, erleichtern Sie uns die redaktionelle Bearbeitung Ihres Manuskriptes.

1. Die Manuskriptseiten sollten mit Schreibmaschine einseitig (zweizeilig, 60 Anschläge je Zeile, 30 Zeilen je Seite) geschrieben und fortlaufend numeriert werden.
2. Fotos, Zeichnungen und Tafeln sind dem Manuskript als Anhang beizulegen und nicht in dieses einzukleben oder einzuzeichnen.
3. Als Zeichnungen genügen saubere, übersichtliche und eindeutig lesbare Bleistiftzeichnungen.
4. In Zeichnungen sind die in der DDR verbindlichen und aus rfe bekannten Symbole für Bauelemente oder Funktionsgruppen zu verwenden.
5. Bauelemente sollten in Zeichnungen durchgehend numeriert werden, wobei die laufende Nummer grundsätzlich als Index gesetzt wird. Transistoren werden mit T bezeichnet (z. B. T_1), Dioden mit D, Widerstände mit R (nicht W), Relais mit Rs (Wicklung) und rs (Kontakt).
6. Werte für Bauelemente werden in die Zeichnung am Bauelement eingetragen und nicht in eine Stückliste, es sei denn, daß sehr viele Werte je Bauelement angegeben werden müssen.
7. Typenbezeichnungen (z. B. von Halbleitern), die im Original kyrillisch sind, sollen auch kyrillisch geschrieben, Eigennamen dagegen nach dem Duden transkripiert werden.
   Beispiel: Elektronika ВЛ-100, МП 21 Д (nicht MP 21 D).
8. Fotos sollen scharf und kontrastreich sein, möglichst im Format 13 cm × 18 cm und auf Hochglanzpapier. Wir können auch Diapositive verwenden, jedoch keine Farbnegative.
9. Werden Druckstockzeichnungen von Leiterplatten angegeben, so sind sie im Maßstab 1:2 oder 2:1 auszuführen.
10. Die Manuskripte sollten durch Zwischenüberschriften untergliedert sein.

Statische Kennwerte im Lesebetrieb
bei $\vartheta_a = 0...70$ °C, $U_{CC} = U_{BB}$

	min	typ	max
Betriebsspannung $-U_{GG}$ in V	8,55	9	9,45
Betriebsspannung $-U_{DD}$ in V	8,55	9	9,45
Betriebsspannung U_{CC} in V	4,75	5	5,25
Eingangsreststrom $-I_e$ in µA			
bei $U_{GG} = U_{DD} = U_{CC} = 0$ V			
$-U_e = 10$ V			1
Ausgangsspannung U_{aL} in V			
bei $I_{aL} = 1{,}6$ mA			0,4
Ausgangsspannung U_{aH} in V			
bei $-I_{aH} = 0{,}5$ mA	2,4		
Stromaufnahme I_{GG} in µA			1
I_{DD} in mA			40
bei $U_{GG} = U_{DD} = -9$ V			
$U_{CC} = 5$ V, $I_{aL} = 0$ V			
Clampstrom I_{CF} in mA			
bei $U_{aL} = -1$ V			10
zulässige Gesamtverlustleistung			
P_v in mW			800

Statische Kennwerte im Programmierbetrieb
bei $\vartheta_a = 25$ °C, $U_{CC} = 0$ V, $U_{che} = 0$ V

	min	typ	max
Betriebsspannung $-U_{GG}$ in V	35		40
Betriebsspannung $-U_{DD}$ in V	46		48
Betriebsspannung U_{BB} in V	10,8		13,2
Eingangsspannung U_{eH} in V	−2		0,3
Eingangsspannung $-U_{eL}$ in V	40		48
Eingangsspannung U_{PGH} in V	−2		0,3
Eingangsspannung $-U_{PGL}$ in V	46		48
Stromaufnahme I_{DD} in mA (Spitzenstrom)			
bei $-U_{GG} = 40$ V, $-U_{DD} = 48$ V,			
$U_{BB} = 12$ V		200	300
Stromaufnahme I_{BB} in mA			
I_{GG} in mA		10	100
bei $U_{GG} = 40$ V, $-U_{DD} = 48$ V,			
$U_{BB} = 12$ V			10

Dynamische Kennwerte im Lesebetrieb

Zugriffszeit e_L-e_S t_{ace} in µs	1
Haltezeit für Information am Ausgang t_{OHC} in µs	5

Dynamische Kennwerte im Programmierbetrieb
bei $\vartheta_a = 25$ °C, $U_{CC} = 0$ V, $U_{BB} = 12$ V, $U_{che} = 0$ V

	min	typ	max
Tastverhältnis U_{GG}, U_{DD} in %			20
Programmierimpulsbreite t_{PG} in ms			
bei $-U_{GG} = 35$ V, $-U_{DD} = -U_{PG} = 48$V	1		3
Datenbereitstellzeit t_{DW} in µs	25		
Datenhaltezeit t_{DH} in µs	10		

Grenzwerte im Programmierbetrieb, bezogen auf U_{CC}

Betriebsspannung U_{GG}	-40 V...$U_{BB} + 0{,}3$ V
Betriebsspannung U_{DD}	-48 V...$U_{BB} + 0{,}3$ V
Betriebsspannung U_{BB}	0...12 V
Eingangsspannung U_e, U_a, U_{PG}	-48 V...$U_{BB} + 0{,}3$ V
Betriebstemperatur ϑ_a	25 °C ± 10%

Grenzwerte im Lesebetrieb, bezogen auf $U_{CC} = U_{BB}$

Betriebsspannung U_{GG}	$-20...0{,}3$ V
Betriebsspannung U_{DD}	$-20...0{,}3$ V
Eingangsspannung U_e	$-20...0{,}3$ V
Betriebstemperatur ϑ_a	0...70 °C
Lagertemperatur ϑ_s	$-55...+125$ °C

11. Gleichungen sollen mit genügendem Abstand zwischen die entsprechenden Zeilen geschrieben werden, also nicht innerhalb der Zeile, und nach Möglichkeit durchnumeriert werden. Werden sie handschriftlich eingefügt, so ist auf eindeutige Lesbarkeit zu achten (z. B. u und U, ν und v, griechische Buchstaben).
12. Für Bilder sind genaue Bildunterschriften auf einem gesonderten Blatt anzugeben.
13. Zum Manuskript gehört der Text für die Kurzdokumentation auf der 3. Umschlagseite (gesondertes Blatt).
14. Auf die zitierte Fachliteratur soll im Text mit Zahlen in eckigen Klammern hingewiesen werden: [1] [2]. Die verwendete Literatur soll am Ende des Aufsatzes auf einem gesonderten Blatt unter „Literatur" aufgezählt werden. Zeitschriftentitel werden vollständig ausgeschrieben, zur Literaturangabe gehören Autor, Aufsatztitel, Zeitschrift, Jahrgang, Erscheinungsjahr, Heftnummer, Seitenangabe s. Beispiel [1]). Die vollständigen Titel fremdsprachiger Literatur werden zuerst in der Fremdsprache angeführt und mit einem Punkt abgeschlossen; es folgt die Übersetzung in Klammern. Russische Titel geben Sie bitte kyrillisch an (komplett). Literaturangaben zu Büchern müssen beinhalten: Verfasser, Titel, Band, Erscheinungsort, Verlag, Erscheinungsjahr (s. Beispiel 2).
    Beispiele:
    [1] Fischer, R.: Zum Übergang auf SI-Einheiten. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 16, S. 517–520
    [2] Fischer, R.; Padelt, E.; Schindler, H.: Physikalisch-technische Einheiten – richtig angewandt, 1. Auflage. Berlin: VEB Verlag Technik 1975
15. Grundsätzlich ist die Bezeichnung „Bild" (bzw. „Tafel") zu verwenden, nicht Abb. o. ä. (bzw. Tabelle o. ä.).
16. Im Text soll auf den Bild- bzw. Tafelinhalt eingegangen werden. Grundsätzlich ist auf die Bilder bzw. Tafeln im Text hinzuweisen.
17. Werden Halbleiterbauelemente verwendet, die nicht der DDR-Produktion entstammen, so geben Sie bitte den Hersteller an [z. B. MA 3005 (Tesla)].
18. Bauanleitungen bzw. Gerätebeschreibungen, die zum Nachbau anregen sollen, dürfen nur Bauelemente aus der DDR-Produktion oder aus der der anderen RGW-Länder enthalten. Ausnahmen sollten – um Ihnen Zeit und Mühe zu sparen – vor Anfertigung des Manuskriptes mit der Redaktion abgesprochen werden.
19. In unserer Zeitschrift werden nur noch SI-Einheiten verwendet. Berücksichtigen Sie das bitte in Ihrem Manuskipt. Hinweise über die Anwendung des Internationalen Einheitensystems (SI) finden Sie in unter Punkt 14 angeführten Literatur [1] [2].
20. Beachten Sie bitte die Sicherheitsvorschrift, daß Fachbeiträge von Ihrer Dienststelle oder Ihrem Betrieb zur Veröffentlichung freigegeben werden müssen.

Ihre rfe

TTL-MIS-Treiber D 461 D in Bipolartechnik zur Ansteuerung von MIS-Speichern

Mitteilung aus dem Wirtschaftsbereich des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Der Schaltkreis D 461 D enthält zwei Zweifach-NAND-Gatter in positiver Logik. Beide Gatter haben je einen separaten Eingang und Ausgang (A_1, Y_1, A_2, Y_2) sowie einen gemeinsamen Eingang E. Es gilt jeweils

$$Y_i = \overline{A_i \cdot E}$$

Der Schaltkreis kann mit TTL- bzw. DTL-Signalen angesteuert werden. Der Wert des Ausgangs-H-Signales wird durch die zweite Betriebsspannung U_{S2} festgelegt. Der Schaltkreis ist entsprechend seinem Hauptanwendungszweck für $U_{S2} = 16...20$ V optimiert. Die angegebenen Kenngrößen gelten aber im Bereich $U_{S2} = 4{,}75...24$ V.

Abmessungen und Anschlußbelegung (s. Bild 1)

Logik positiv

logische Funktion $Y_i = \overline{A_i \cdot E}$

Masse ≈ 1,9 g

Typstandard TGL 35 336

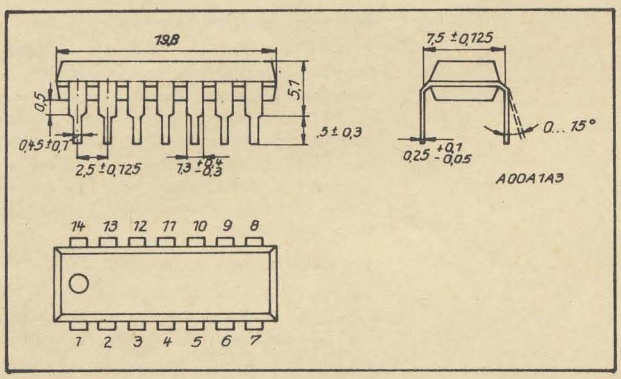


Bild 1: Abmessungen

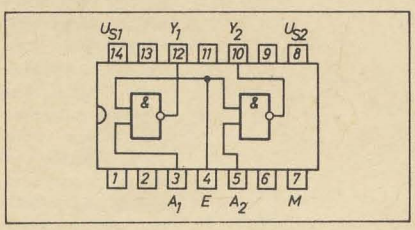


Bild 2: Anschlußbelegung

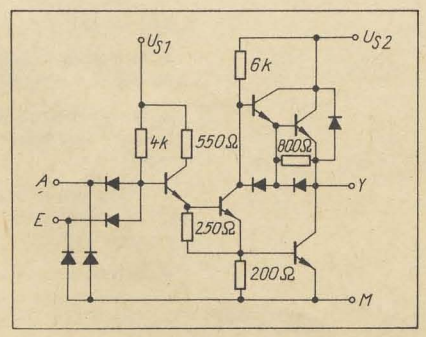


Bild 3: Schaltbild eines Gatters. Die angegebenen Werte sind Nennwerte

Grenzwerte

	min	max
Betriebsspannung 1 U_{S1} in V[1])	−0,5	7
Betriebsspannung 2 U_{S2} in V[1])	−0,5	25
Eingangsspannung U_I in V[1])		5,5
Spannungsdifferenz U_{AE} zwischen einem Separateingang (A_1, A_2) und E in V		5,5
Ausgangsspannung U_0 in V bei $U_i = 0$ V, $I_{OH} = 20$ mA		$U_{S2}+1{,}5$
Eingangsstrom I_I in mA bei maximaler Eingangsspannung $U_I = 5{,}5$ V		1
Dauergleichstrom I_{OD} in mA bei L am Ausgang		100
Verlustleistung P_{V70} in mW bei $\vartheta_a = 70$ °C		800
Arbeitstemperaturbereich ϑ_a in °C	0	+70
Lagerungstemperaturbereich ϑ_s in °C	−65	+150

Betriebsbedingungen

	min	typ	max
Betriebsspannung 1 U_{S1} in V	4,75	5	5,25
Betriebsspannung 2 U_{S2} in V	4,75	20	24
Umgebungstemperatur ϑ_a in °C	0		70

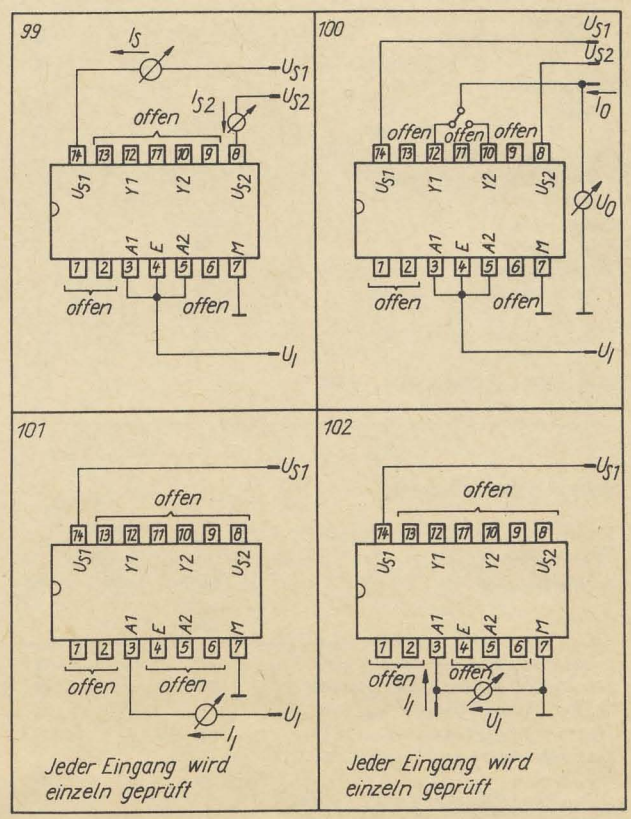


Bild 4· Meßschaltungen 99 bis 102

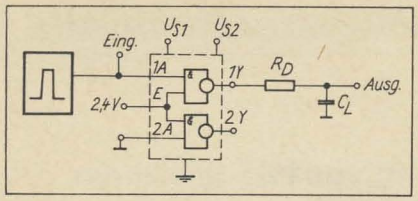


Bild 5: Meßschaltung 103. Jedes Gatter wird einzeln geprüft, nicht beschaltete Klemmen bleiben offen

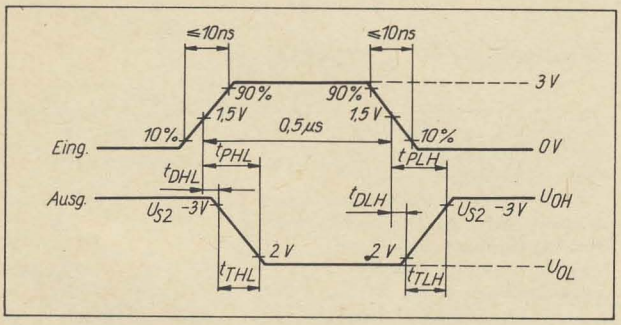


Bild 6: Zeitdiagramm von Eingangs- und Ausgangsimpuls

Statische Kennwerte

bei $\vartheta_a = 0...+70$ °C

Kennwert	Meß-schal-tung	min	max
H-Eingangsspannung U_{IH} in V[1])		2	
L-Eingangsspannung U_{IL} in V[1])			0,8
Flußspannung der Eingangsdiode $-U_I$ in V[1])			
bei $I_I = -12$ mA; $U_{S1} = 4,75$ V	102		1,5
H-Ausgangsspannung U_{OH} in V[1])			
bei $I_{OH} = -10$ mA; $U_{IL} = 0,8$ V	100	$U_{S2} - 2,3$	
L-Ausgangsspannung U_{OL} in V[1])			
bei $U_{S2} = 15...24$ V; $U_{IH} = 2$ V			
$I_{OL} = 10$ mA	100		0,3
$I_{OL} = 40$ mA	100		0,5
H-Eingangsstrom I_{IH} in µA			
bei $U_I = 2,4$ V A-Eingang	101		40
$U_{S1} = 5,25$ V E-Eingang	101		80
L-Eingangsstrom $-I_{IL}$ in mA			
bei $U_I = 0,4$ V A-Eingang	101		1,6
$U_{S1} = 5,25$ V E-Eingang	101		3,2
Stromaufnahme I_{S1H} und I_{S2H} in mA beide Ausgänge H; alle Eingänge an M			
$U_{S1} = 5,25$ V	99		4
$U_{S2} = 24$ V	99		0,5
Stromaufnahme I_{S1L} und I_{S2L} in mA beide Ausgänge L; alle Eingänge an 5 V			
$U_{S1} = 5,25$ V	99		24
$U_{S2} = 24$ V	99		11
Ruhestrom der Quelle 2 I_{S2R} in mA			
bei $U_{S1} = 0$V, $U_{S2} = 24$ V			0,5

Dynamische Kennwerte

bei $U_{S1} = 5$ V, $U_{S2} = 20$ V, $\vartheta_a = 25$ °C, $C_L = 390$ pF, $R_D = 10\ \Omega$

Kennwert	Meß-schal-tung	min	max
Einschaltverzögerungszeit t_{DHL} in ns	103		22
Ausschaltverzögerungszeit t_{DLH} in ns	103		20
Flankenzeit von H nach L t_{THL} in ns	103		35
Flankenzeit von L nach H t_{TLH} in ns	103		40
Gesamtverzögerungszeit von H nach L t_{PHL} in ns	103	10	47
Gesamtverzögerungszeit von L nach H t_{PLH} in ns	103	10	55

[1]) Spannung bezogen auf Masse

Aus der

Nachrichtentechnik Elektronik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Heft 12 (1980)

■ Volkswirtschaftliche Bedeutung und Effekte der Mikroelektronik

Es wird die internationale Entwicklung der elektronischen Bauelemente bis zum Jahre 1985 dargestellt und die Entwicklung charakteristischer Kenngrößen der integrierten Technik bis 1990 eingeschätzt. Danach werden die durch die Anwendung der Mikroelektronik erreichbaren Effekte analysiert. Es wird dabei zwischen den Effekten in der Bauelementeindustrie, der Geräteindustrie und den übrigen volkswirtschaftlichen Anwendungsbereichen unterschieden.
Abschließend werden wichtige Grundtendenzen der Mikroelektronik bis 1985 diskutiert.

■ Untersuchungen an RC-aktiven Elementarhochpässen mit imaginären Übertragungsnullstellen und vergleichweise geringen Polgüten.

■ Entwurf eines Bit-Slice-Mikrorechners

Es wird ein Überblick über die Bit-Slice-Schaltkreisfamilien gegeben. Einige Steuer- und Verarbeitungsschaltkreise werden vorgestellt und miteinander verglichen. Weiterhin wird ein experimenteller Rechner, aufgebaut mit Schaltkreisen des INTEL-3000-Sortimentes, beschrieben, und einige Probleme des Entwurfs von Bit-Slice-Rechnern werden vorgestellt.

■ Mikroelektronik in der Funktechnik

Bei der schaltungstechnischen Gestaltung eines Informationskanals dominieren nach wie vor die analogen Lösungen. Anhand der Analyse einer Funk-Sende- und -Empfangsanlage wird gezeigt, daß die Mehrzahl aller erforderlichen Funktionsgruppen im NF- und im ZF-Bereich mit Standard-Analogschaltkreisen in Halbleiterblocktechnik realisiert werden können. Bei Funktionsgruppen der Höchstfrequenztechnik werden vorrangig Schaltkreise in Schichttechnik mit GaAs-FETs eingesetzt. Die Entwicklungstendenzen werden sowohl durch die weitere Verbesserung der Schaltkreisparameter (Spannungsfestigkeit, Verlustleistung, Grenzfrequenz, Rauschen, Zuverlässigkeit und Kosten) als auch durch Arbeiten auf dem Gebiet der Schaltungs- bzw. Systemkonzeption (Vervollkommnung der Schaltkreisfamilien und Einsatz digitaler Schaltungen) bestimmt sein.

■ Technologie und Anwendung ferroelektrischer Schichten in der Mikroelektronik

■ Digitale Informationstechnik 6: Entwurf zeitdiskreter Netzwerke (Digitalfilter)

■ Wechselbeziehungen zwischen Prüfstrategie und Gestaltung der zu prüfenden Baugruppen

■ Applikative Gesichtspunkte bei der mikroprozessorgestützten Meßdatenerfassung, -reduktion und -auswertung

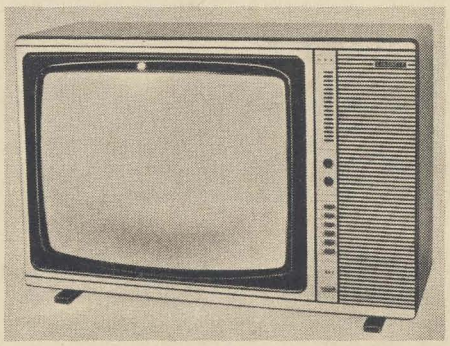
■ Erkennen von Zustandsänderungen auf Fernsprechleitungen mit Mikroprozessoren

Leipziger Herbstmesse 1980

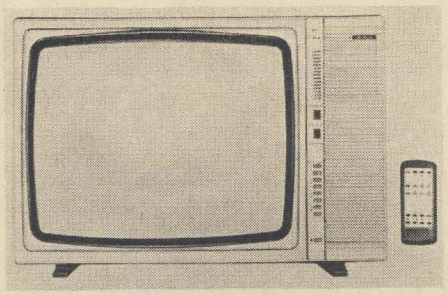
DDR

Der **VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt** stellte zur diesjährigen Leipziger Herbstmesse weitere Geräte der Colortron-Reihe vor, den Colortron 3004/3005, Colorett 3006/3007 und den Spitzenempfänger Colorlux 3010/3011.

Der Farbfernsehempfänger **Colortron 3004/3005** basiert im wesentlichen auf der Konzeption des Colortron 3000/3001. Durch Einsatz einer 56-cm-Präzisions-In-line-Farbbildröhre konnten die Gehäuseabmessungen verringert werden (720 mm × 490 mm mal 390 mm).



Farbfernsehempfänger Colorett 3006/3007, VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt
RFT-Pressefoto



Farbfernsehempfänger Colorlux 3010/3011, VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt
RFT-Pressefoto

Der **Colorett 3006/3007** ist ebenfalls ein 56-cm-Empfänger. Im Gegensatz zum Colortron, der mit achtteiligem Senderspeicher und elektronischer Programmwahl mit Kurzhubtasten ausgerüstet ist, wurde hier ein sechsteiliger Senderspeicher mit mechanischer Programmumschaltung eingesetzt.

Der **Colorlux 3010/3011** ist ebenfalls vom Grundtyp des Colortron abgeleitet, besitzt jedoch eine Infrarot-Fernbedienung. Wie im Grundtyp findet auch hier eine 67-cm-Bildröhre Verwendung. Durch Modifizierung des Plastfrontrahmens wurde die Gestaltung dem erhöhten Bedienungskomfort angepaßt. Die Anzeige des eingeschalteten Programmes erfolgt durch eine Siebensegmentanzeige. Die Erzeugung und Verarbeitung der digitalen Steuersignale geschieht mit Hilfe hochintegrierter MOS-Schaltkreise.

Die Programmfortschaltung des Senderspeichers erfolgt durch zwei Tipptasten (vorwärts und rückwärts), ebenso die kontinuierliche Veränderung von Helligkeit, Lautstärke und Farbkontrast. Durch Drehsteller können die Mittelwerte für Lautstärke, Helligkeit, Kontrast und Farbkontrast gespeichert werden, diese erscheinen jeweils nach Einschalten des Gerätes bzw. Drücken der Mittelwerttaste.

Zur Inbetriebnahme des Gerätes über die IR-Fernbedienung muß die Netztaste am Gerät gedrückt sein. Fernbedienfunktionen sind die Programmdirektwahl von acht Programmen, kontinuierliche Einstellung von Kontrast ±, Farbe ±, Helligkeit ±, Lautstärke ±, Ein/Aus (Bereitschaft), Tonstopp, Programmnummer Ein/Aus.

Alle weiteren am Gerät befindlichen Bedienelemente und Anschlußbuchsen sind identisch mit dem Grundtyp Colortron 3000/3001.

Aus dem **VEB Phonotechnik Zittau** kommen zwei neue Fonogeräte, die in ihrer Grundkonzeption auf dem Fonoautomaten PA 225 aufbauen. In beiden Geräten wurde im Gegensatz zu dem mit dem Magnetsystem MS 25 SD bestückten PA 225 das keramische Abtastsystem CS 24 SD eingesetzt, dessen Auflagekraft 40 mN ± 10 mN beträgt. Der Antrieb des Plattentellers (280 mm Durchmesser) erfolgt bei diesen Geräten mit einem geschliffenen Präzisionsflachriemen. Beide Geräte verfügen über eine vollautomatische Tragarmsteuerung von Start bis Stopp. Die Drehzahlvorwahl (33 U/min und 45 U/min) ist mit dem Plattendurchmesser gekoppelt.

Während es sich bei dem Gerät **MA 224** um eine **Fonozarge** handelt, ist **Concert 2000** eine **Fonowiedergabeanlage** mit 2 × 15 W Ausgangsleistung. Der in Modultechnik aufgebaute Verstärker besitzt Anschlüsse für Tuner, 2 × Tonband und Kopfhörer und wird mit den Kompaktboxen B 9131 betrieben. Sein Übertragungsbereich beträgt 40...20 000 Hz, seine Leistungsbandbreite 60...14 000 Hz, der Fremdspannungsabstand wird mit ≧ 55 dB angegeben.

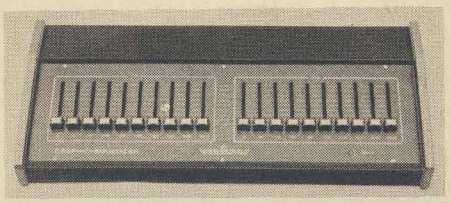
Die Abmessungen des Concert 2000 betragen 450 mm × 400 mm × 170 mm bei etwa 10 kg Masse, die das MA 224 395 mm mal 335 mm × 140 mm bei einer Masse von etwa 4,8 kg.

Für beide Geräte werden folgende technische Daten angegeben:

Übertragungsbereich	31,5...14 000 Hz
Drehzahlabweichung	± 2,2 %
Gleichlaufschwankung	≦ 0,2 %
Rumpelgeräuschspannungsabstand	≧ 55 dB
Rumpelfremdspannungsabstand	≧ 35 dB

Der **VEB Musikelektronik Klingenthal** stellte den neuen **Graphic Equalizer E 2010** vor. Dieser Stereoequalizer ist ein zweimal zehnstufiges Klangfilter. Er kann sowohl in Mono (zwei unabhängige Kanäle) als auch in Stereo vor Verstärker und Mischpulte, zwischen Mischpult und Endverstärker oder auch vor Tonbandgeräte, Kassettenrecorder oder Tonfilmprojektoren geschaltet werden. Mit dem Equalizer lassen sich sehr differenzierte Klangveränderungen und -korrek-

Automatikplattenspieler MA 224, VEB Phonotechnik Zittau
RFT-Pressefoto

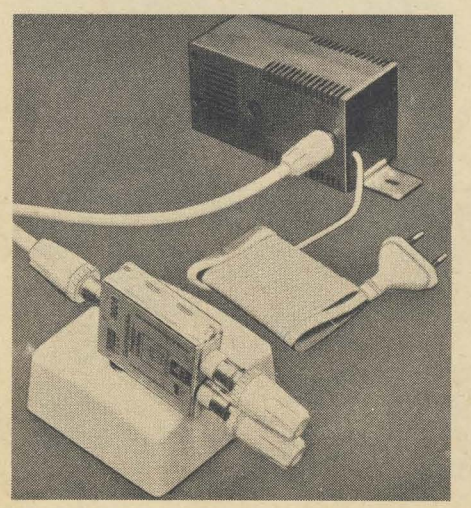


Graphic-Equalizer E 2010, Musikelektronik Klingenthal
Foto: G. Seidel

2 × 15-W-Heimstereoanlage Concert 2000, VEB Fonotechnik Zittau
RFT-Pressefoto

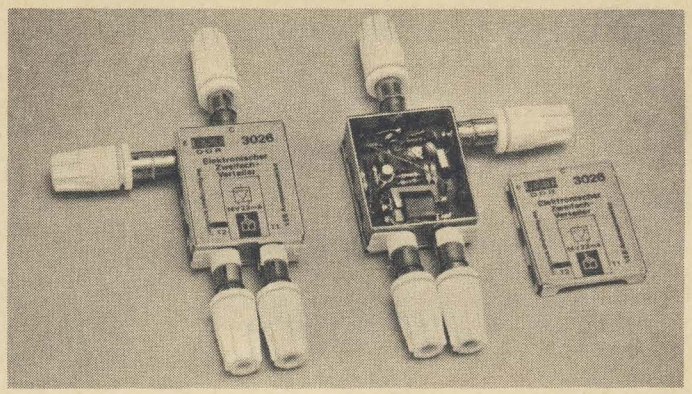
turen vornehmen. Die Variationsmöglichkeiten reichen von der orginalgetreuen Wiedergabe bis zu extremen Übertragungsbeeinflussungen für Spezialeffekte. Akustische Rückkopplungen und Rumpelgeräusche lassen sich ausblenden, ohne den Sound nennenswert zu beeinträchtigen. Frequenzkorrekturen von ± 12 dB sind bei 31; 63; 125; 250; 500; 1 000; 2 000; 4 000; 8 000 und 16 000 Hz möglich. Die nichtlinearen Verzerrungen betragen ≦ 0,2 %, die maximale Ausgangsspannung liegt bei 1,5 V, der Fremdspannungsabstand bei ≧ 80 dB. Abmessungen 500 mm × 80 mm mal 220 mm, Masse 2 kg. Das Gerät ist für eine Netzspannung von 220 V, 50/60 Hz ausgelegt.

Zur Ergänzung und Erweiterung seines Universalverstärkersystems in geschirmter Technik zeigte der **VEB Antennenwerke Bad Blankenburg** mehrere neue Zubehörteile.
Der **elektronische Zweifachverteiler 3026.01/02** ist hauptsächlich für Teilnehmer von Gemeinschaftsantennenanlagen vorgesehen, wenn an eine Antennensteckdose zwei Fernseh- oder zwei Rundfunkgeräte angeschlossen werden sollen und die Aufteilung mit einem passiven Zweifachverteiler bereits eine merkliche Verschlechterung der Wiedergabequalität ergibt.
Der Betrieb der elektronischen Zweifachverteiler erfolgt mit dem Netzteil 3212.02 des Universalverstärkersystems. Wird der Verteiler jedoch in einer Einzelantennenanlage verwendet, bei der bereits ein Verstärker und ein Netzteil des Universalverstärkersystems verwendet werden, dann kann der elektronische Zweifachverstärker mit aus dem vorhandenen Netzteil gespeist werden. Die Betriebsspannung wird dem elektronischen Zweifachverteiler über eine Leitung vom Netzteil zugeführt. Über eine eingebaute Gleichstromweiche, die mit einer Kontaktschraube in Betrieb gesetzt wird, gelangt sie dann weiter zum Verstärker. Die Verwendung des elektronischen Zweifachverteilers in Verbindung mit dem Mehrbereichsverstärker oder den Verstärkergrundeinheiten sollte jedoch nur dann erfolgen, wenn das Kabel zwischen dem Ausgang dieser Verstärker und dem Eingang des Verteilers relativ lang ist.

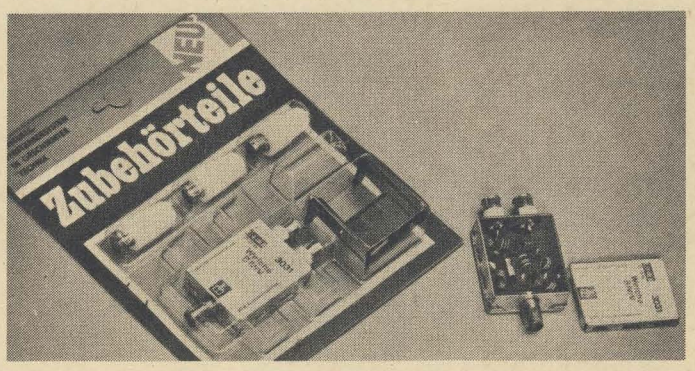


Elektronischer Zweifachverteiler, VEB Antennenwerke Bad Blankenburg
Foto: Müller

Kanalgruppenweiche, VEB Antennenwerke Bad Blankenburg



Verpackung der Weiche 3031.03



Da Gemeinschaftsantennenanlagen in den Rundfunk- und Fernsehbereichen eine Anzahl von Sendern mit unterschiedlichen Pegelwerten übertragen, besteht bei Verwendung des elektronischen Zweifachverteilers die Gefahr, daß eine Übersteuerung der angeschlossenen Empfänger auftritt. Das betrifft vor allem den Empfänger, der über die kürzere Zuleitung mit dem Verteiler verbunden ist. Aus diesem Grund wird der elektronische Verteiler in zwei Ausführungen angeboten. Die Ausführung 3026.01 hat an den Ausgängen gleiche Verstärkungswerte, bei der Ausführung 3026.02 ist dagegen ein Ausgang bedämpft.

Technische Daten

	Typ 3026.01	Typ 3026.02
Frequenzbereich	47...790 MHz	
Verstärkung		
Ausgang A	≈ 10 dB	≈ 10 dB
Ausgang B	≈ 10 dB	≈ 3 dB
max. zuläss. Ausgangspegel	90 dB µV	
Rauschmaß	≦ 8	
Betriebsstrom	≈ 23 mA	
Betriebsspannung	14 V	

Das Sortiment an Weichen des Universalverstärkersystems in geschirmter Technik wird durch eine weitere **UHF-Kanalgruppenweiche** ergänzt. Kanalgruppenweichen sind insbesondere dann von Vorteil, wenn mit einer Empfangsantenne zwei oder mehr Sender aus einer Richtung empfangen werden können und der Sender einer weiteren Empfangsantenne oberhalb oder unterhalb der Kanalgruppe zusammengeschaltet werden soll.
Die Kanalgruppenweiche 3031.03 ist, wie die bereits vorhandenen Typen, mit einem Hoch- und Tiefpaß aufgebaut. Zur Durchspeisung der Betriebsspannung eines eventuell erforderlichen Vorverstärkers sind Gleichstromweichen eingebaut, die durch Kontaktschrauben wirksam gemacht werden können. Die Ein- und Ausgänge sind mit standardisierten Koaxialsteckverbindungen ausgerüstet.

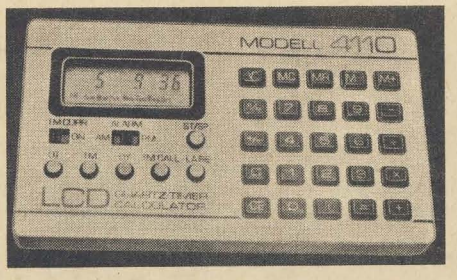
Technische Daten

Kanäle	21–32, 36–60
Durchgangsdämpfung	≦ 2,5 dB
Entkopplungsdämpfung	> 12 dB
Schirmungsmaß	60 dB
Abmessungen in mm	85 × 45 × 17

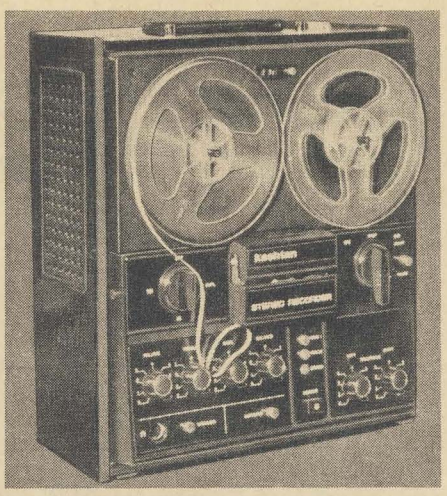
Um optimale Übertragungswerte zu erreichen und Kabel einzusparen, müssen in vielen Fällen der Vorverstärker, Weichen und andere Zubehörteile von Antennenanlagen in unmittelbarer Nähe der Antenne montiert werden. Das neue **Mastgehäuse 2907** ermöglicht die Montage dieser Bauteile am Antennenmast oder anderen, der Witterung ausgesetzten Stellen. In das Mastgehäuse können alle Vorverstärker, Weichen, Richtkoppler, Filter oder Verteiler des Universalverstärkersystems mit den Abmessungen 54 mm × 44 mm × 17 mm eingebaut werden. Das Mastgehäuse kann mit einer Schelle am Antennenmast oder durch Schrauben an Gebäudewänden befestigt werden.

Der **VEB Röhrenwerke Mühlhausen** stellte den **elektronischen Rechner Modell 4110** aus, der mit einer Digitaluhr gekoppelt ist. Er unterscheidet sich vom MR 411 durch das veränderte Design und die mögliche Pultform. Die realisierten Funktionen entsprechen denen des MR 411 – vier Grundrechenarten, Prozentautomatik, Quadratwurzelberechnung, Vorzeichenwechsel und Speicher. Mit der Digitaluhr, die eine achtstellige 12-h-Flüssigkristallanzeige mit den Zeichen AM für Vormittag und PM für Nachmittag besitzt, können das Datum,

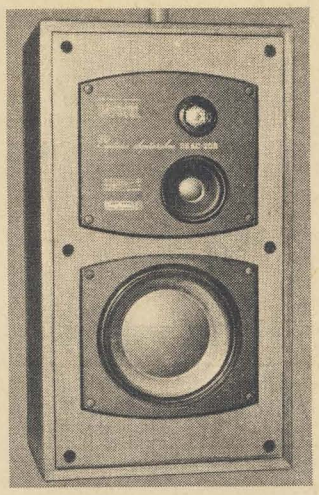
die Uhrzeit in Stunden, Minuten und Sekunden und der Wochentag angegeben werden. Weiterhin enthält der Uhrenteil eine Stoppuhr und eine programmierbare Signaleinrichtung. Als Batterien werden zwei R-6-Zellen verwendet. Abmessungen: 138 mm × 70 mm × 35 mm.



Elektronischer Rechner Modell 4110, VEB Röhrenwerke Mühlhausen
Foto: Müller

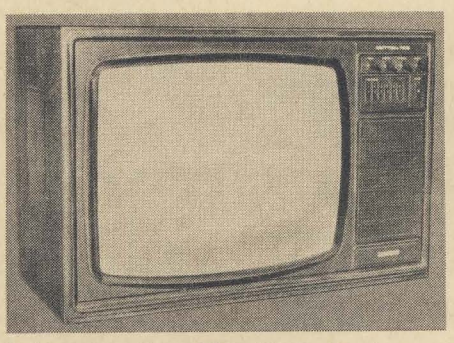


Stereotonbandgerät Kashtan, Sowjetunion



HiFi-Kompaktbox Korvet 35 AC-208, Sowjetunion

Sowjetunion



Farbfernsehempfänger Witjas-722, Sowjetunion

Zur Herbstmesse war **Mashpriborintorg** wieder mit einem aus vergangenen Jahren bekannten breiten Programm an elektronischen Heimgeräten vertreten. Neben Farbfernsehgeräten der Elektron- und Raduga-Reihe wurde der **Farbfernsehempfänger Witjas-722** vorgestellt. Dieser 61-cm-SECAM-Empfänger besitzt einen sechsteiligen Senderspeicher mit Sensortasten und Anschlußbuchsen für Magnettongerät und Kopfhörer an der Gerätefrontseite.

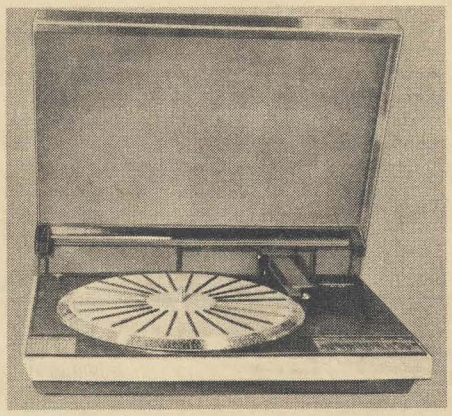
Kashtan heißt ein neues Stereotonbandgerät, dessen Parameter und Design allerdings dem bekannten Jupiter Stereo ähnlich sind. Die Ausgangsleistung der Endstufe wurde verdoppelt, sie beträgt 2 × 1,5 W bzw. 2 × 10 W bei Anschluß von Außenlautsprechern. Die Anschlußbuchse für Kopfhörer befindet sich ebenso wie alle weiteren Bedienelemente des vorzugsweise in vertikaler Lage zu betreibenden Gerätes an der Frontseite.

Der Übertragungsbereich beträgt 40 bis 18 000 Hz bei 19,05 cm/s bzw. 23...12 500 Hz bei 9,53 cm/s, die Tonhöhenschwankungen liegen bei < 0,15 % bzw. < 0,25 %. Die nichtlinearen Verzerrungen werden mit < 3,5 % am Linearausgang und < 5 % bei Nennausgangsleistung am Lautsprecherausgang angegeben.

Ergänzend zu dem auf der LHM 1979 gezeigten Plattenspieler des HiFi-Systems Korvet wurde die neue Dreiweg-Kompaktbox **35 AC-208** vorgestellt, deren Frontabdeckung entsprechend dem internationalen Trend abnehmbar ist. Die Box besitzt eine Nennbelastbarkeit von 35 VA (70 VA Musik), eine Nennimpedanz von 4 Ω und einen Übertragungsbereich von 30...20 000 Hz.

Die Übergangsfrequenzen der Frequenzweichen betragen 800 Hz und 4 000 Hz. Abmessungen 710 mm × 396 mm × 355 mm, Masse 36 kg.

Bemerkenswert war der Prototyp eines direktangetriebenen Plattenspielers mit Tangentialtragarm, von dem jedoch leider keine näheren technischen Angaben zu erhalten waren. Elektronische Drehzahlfeineinstellung mit Stroboskopeinteilung und Sensor-Bedienelemente waren die äußeren Merkmale dieses gestalterisch recht ausgereiften Plattenspielers der Elektronika-Reihe, zu der Einzelkomponenten der höchsten Klasse gehören.

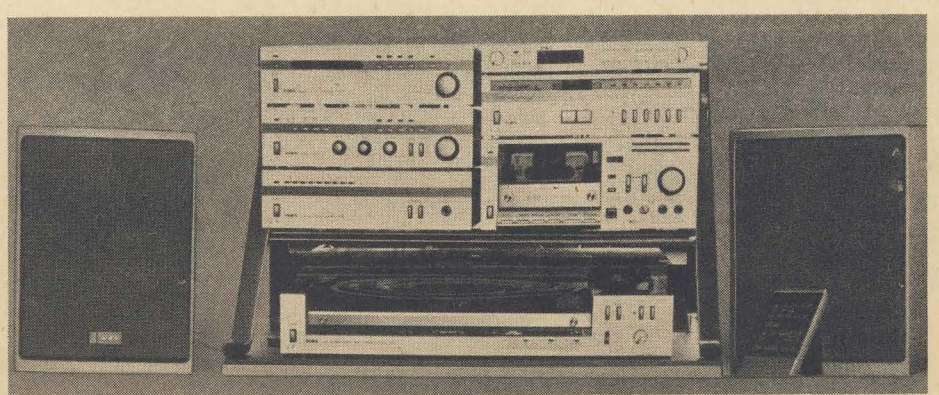


Plattenspieler Elektronika, Sowjetunion
Fotos (4): Müller

Weitere Entwicklungstendenzen

Der Trend zur Frontbedienung, der sich bei Kassettenrecordern in immer stärkerem Maße durchsetzt, zeigt sich nun auch bei Plattenspielern. Der von **Aiwa** vorgestellte direktangetriebene **Plattenspieler AP-D50** ermöglicht durch seine Frontladeautomatik eine platzsparende Integration in die aus Mini-Einzelkomponenten bestehende HiFi-Anlage. Ein Plattentellerschlitten wird nach vorn herausgefahren, so daß die schwenkbare Abdeckplatte geschlossen bleiben kann. Im ausgefahrenen Zustand, bei dem sich die Plattentellerzentrierachse etwa 2 cm vor der Frontseite des Gerätes befindet, kann die Platte in gewohnter Weise aufgelegt werden. Nach Betätigen einer weiteren Funktionstaste wird der Schlitten zurückgefahren, die zuvor zurückgeschwenkte Frontscheibe schließt sich, und alle weiteren Funktionen laufen bei Automatikfunktion ohne manuellen Eingriff ab. Der Antrieb des Plattentellers erfolgt über einen Linearmotor, dessen Gleichlaufschwankungen mit nur 0,028 % angegeben werden.

A. Blodszun, B. Kasper, M. Tank



Mini-Bausteinanlage M 501 mit Frontladeautomatik-Plattenspieler AP-D50, Japan
Foto: Müller

Übersicht der HiFi-Geräte 1980/81

Viele unserer Leser baten uns. wie in früheren Jahren Übersichten vom Heimelektronikgeräteangebot zu bringen. Wir entsprechen diesen Wünschen mit den folgenden Zusammenstellungen der 1980/81 im Handel befindlichen HiFi-Rundfunkempfänger, HiFi-Tuner, HiFi-Verstärker, HiFi-Plattenspieler, HiFi-Tonbandkassettengeräte und HiFi-Kompaktboxen. Die bei verschiedenen Typen angegebenen Heftnummern besagen, daß in diesen rfe-Heften eine Gerätebeschreibung (B), Servicehinweise (S) oder ein Testbericht (T) veröffentlicht wurden.

HiFi-Rundfunkempfänger

technische Parameter	HiFi 100 Empfänger (FM-Stereo)	NF-Verstärker	RK 8 sensit Empfänger (FM-Stereo)	NF-Verstärker	Toccata Empfänger (FM-Stereo)	NF-Verstärker	Carat S Empfänger (FM-Stereo)	NF-Verstärker	Cornet Empfänger (FM-Stereo)	NF-Verstärker
Übertragungsbereich in Hz	25...15 000	25...20 000	25...15 000	10...35 000	20...22 000	30...18 000	25...15 000	25...20 000	25...15 000	20...22 000
Sinusleistung in W	—	2 × 35	—	2 × 35	—	2 × 25	—	2 × 15	—	2 × 10
Musikleistung in W	—	2 × 50	—	2 × 50	—	2 × 40	—	2 × 25	—	2 × 16
Klirrfaktor in %	≦ 0,8	≦ 0,6	≦ 1	≦ 0,3	≦ 2	≦ 0,7	≦ 2	≦ 0,6	≦ 1	≦ 0,7
Fremdspannungsabstand in dB	≧ 46	≧ 55	≧ 53	≧ 58	≧ 55	≧ 70	≧ 46	≧ 55	≧ 52	≧ 70
Übersprechdämpfung in dB										
bei 1 kHz	≧ 30	≧ 40	≧ 38	≧ 48	> 35	≧ 45	≧ 30	≧ 40	≧ 36	≧ 50
von 250...6 300 Hz	≧ 25	≧ 35	≧ 29	≧ 38	≧ 30	≧ 45	≧ 22	≧ 35	≧ 30	≧ 40
Geräuschspannungsabstand in dB	≧ 60	≧ 60	≧ 62	≧ 61	≧ 66	≧ 75	≧ 60	≧ 60	≧ 66	≧ 75
Besonderheiten	MPX-, Pilotton- und Rumpelfilter, Pegel-, Muting- und Lineartaste, siebenteiliger UKW-Sensor-Programmspeicher, Pseudoquadrofonie		4 UKW-Stationstasten, Suchlaufautomatik, Stummabstimmung, Exakt-Tuning-Einrichtung, Pseudoquadrofonie		UKW-Sensor-Programmspeicher, Linear- und Pegeltaste, Rumpel- und Rauschfilter, MPX-Filter, Stummabstimmung		MPX- und Pilottonfilter Pegel-, Linear- und Mutingtaste, siebenstelliger UKW-Sensor-Programmspeicher, Pseudoquadrofonie		UKW-Programmspeicher, Stummabstimmung	
Veröffentlichung in rfe			8 (1979) B, S, T		3 (1977) B; 1 (1979) T		12 (1978) B, S; 4 (1979) T		1 (1981) B, S	

HiFi-Verstärker

technische Parameter	HiFi 50	HSV 926	HSV 925	HiFi-Mischpult HiFi-Studio 506
Übertragungsbereich in Hz	40...20 000	30...20 000	40...16 000	25...20 000
Nennausgangsleistung in W				1 V
	2 × 25	2 × 25	2 × 15	0...1 V
Musikleistung in W	2 × 35	2 × 35		—
Klirrfaktor in %	≦ 0,5	≦ 0,5	≦ 1	≦ 0,5
Fremdspannungsabstand in dB	≧ 69	≧ 46[1])	≧ 48,3[1])	≧ 60
Übersprechdämpfung in dB				
bei 1 kHz	≧ 40	≧ 40	40	≧ 55
von 250...10 000 Hz		≧ 30	≧ 30	
Geräuschspannungsabstand in dB	≧ 77			≧ 76
Veröffentlichung in rfe				3 (1978) B, S

[1]) bei 50 mW

HiFi-Tuner

technische Parameter	Tuner 922 Tuner 506 Motiv 830
Übertragungsbereich in Hz	40...15 000
Klirrfaktor in %	≦ 2
Fremdspannungsabstand in dB	≧ 50
Übersprechdämpfung zwischen den Stereokanälen in dB	≧ 26
Geräuschspannungsabstand in dB	≧ 60
Ausgangsspannung in mV	500

HiFi-Plattenspieler

technische Parameter	PA 225	Granat 216/1	Opal 216/1	PA 227
Übertragungsbereich in Hz	20...20 000	40...12 500	40...12 500	40...12 500
Rumpelfremdspannungsabstand in dB	≧ 40	≧ 38	≧ 38	≧ 38
Rumpelgeräuschspannungsabstand in dB	≧ 60	≧ 57	≧ 57	≧ 58
Übersprechdämpfung in dB				
bei 1 kHz	23	≧ 20	≧ 20	≧ 20
von 315...6 300 Hz	≧ 20	≧ 15	≧ 15	≧ 15
Gleichlaufschwankungen in %	≦ 0,12	≦ 0,12	≦ 0,15	≦ 0,15
Nenndrehzahlen	33; 45	33; 45	33	33; 45
Veröffentlichung in rfe	10 (1979) B, 5 (1980) T	13 (1975) B, T		

HiFi-Tonbandkassettengerät

technische Parameter	SK 900
Übertragungsbereich in Hz	40...14 000 (mit Chromdioxidband)
Fremdspannungsabstand in dB	≧ 48
Geräuschspannungsabstand in dB	≧ 58 (mit RMS)
Übersprechdämpfung in dB	
bei 1 kHz	≧ 26
von 500...6 300 Hz	≧ 20
Gleichlaufschwankungen in %	≦ 0,2
Veröffentlichung in rfe	10 (1980) B, S

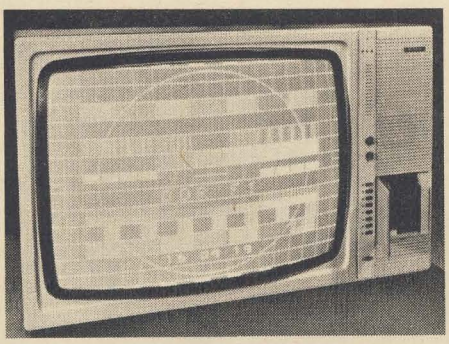
HiFi-Kompaktboxen

technische Parameter	KB 50	KB 35	B 9351	B 9325	B 9261	B 9251
Übertragungsbereich in Hz	40...18 000	40...18 000	50...18 000	50...18 000	50...18 000	50...18 000
Kennempfindlichkeit in dB	89	89	87	89	86	85
Volumen in l	50	35	20	20	10	10
Nennbelastbarkeit in VA	30	30	25	25	50	35
Nennscheinwiderstand in Ω	8	8	4	4	4	4

Farbfernsehempfänger Colortron und Colorett

Dipl.-Ing. KARL-HEINZ KÜRBIS
und Dipl.-Ing. RÜDIGER BEHRENS

Mitteilung aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt



Die Farbfernsehempfänger Colortron und Colorett sind Weiterentwicklungen der Gerätefamilie Chromat unter dem Gesichtspunkt des Einsatzes einer neuen 110°-In-line-Farbbildröhre mit 56-cm- oder 67-cm-Schirmbilddiagonalen.
Diese Geräte werden mit den in der Tafel zusammengestellten Typenbezeichnungen und Merkmalen im Handel erscheinen.
Die Colortron-Typen sind mit einem Tipptastenaggregat ausgerüstet und erlauben eine achtteilige Programmspeicherung, dagegen sind die Geräte mit der Typenbezeichnung Colorett mit einem herkömmlichen sechsteiligen Drucktastenaggregat ausgestattet.

Typenbezeichnung	Farbfernsehsystem	Bildröhrendiagonale
Colortron 3000	PAL und SECAM	67 cm
Colortron 3001	SECAM	67 cm
Colortron 3004	PAL und SECAM	56 cm
Colortron 3005	SECAM	56 cm
Colorett 3006	PAL und SECAM	56 cm
Colorett 3007	SECAM	56 cm

Zur Bildwiedergabe werden Präzisions-In-line-Farbbildröhren mit 110° Ablenkwinkel eingesetzt. Hierbei handelt es sich um selbstkonvergierende Dünnhalsbildröhren der S-4-Technik, bei denen die Ablenkeinheit fest mit der Bildröhre verbunden ist. Bei der Herstellung wird die Ablenkeinheit so justiert, daß eine hinreichende Farbreinheit, Konvergenz und Nord-Süd-Rasterkorrektur erreicht wird. Die Vertikalspule der Ablenkeinheit ist als Toroid, die Zeilenspule als Sattel ausgebildet. Das Strahlsystem ist mit einer Hochvolt-Fokussierelektrode ausgerüstet, wodurch hohe Schärfewerte erreicht werden.
Die Röhre besitzt drei getrennte Katoden, jedoch nur noch ein Steuer- und Schirmgitter. Der notwendige Sperrpunktabgleich muß deshalb durch Verändern der Katodengleichspannungen erfolgen.
Zur Verminderung der Stromstärke von Hochspannungsüberschlägen wird anstelle des bisher üblichen niederohmigen Innenbelages zwischen Anodenanschluß und Anode der Bildröhre ein hochohmiger Eisenoxidbelag aufgebracht (Soft-Flash-Technologie).
Eine Verringerung der Graueinfärbung des Schirmglases führt zu einer erhöhten Lichtdurchlässigkeit auf etwa 70 %. In Verbindung mit neuartigen Filterleuchtstoffen ergeben sich daraus bessere Helligkeits- und Kontrastwerte. Das Höhen-Seiten-Verhältnis beträgt 3:4.
Die Bildröhre verfügt über eine im Innern angebrachte Erdfeldabschirmung. Die Entmagnetisierung erfolgt mit Hilfe spezieller Entmagnetisierungsspulen, die außerhalb der Bildröhre angebracht werden.

Beschreibung der elektrischen Funktion

Empfangsteil

Tuner, ZF-Modul, DF-NF-Modul und Tonanschlußteil sind gegenüber den Geräten Chromat und Chromalux unverändert geblieben. Der AFC-Modul ist durch eine geringfügige Schaltungsänderung (R_{3512} und R_{3513} auf 47 kΩ vergrößert) an die Betriebsspannung von 18 V angepaßt, jedoch im Reparaturfall mit den Chromat-AFC-Modulen austauschbar.
Die notwendig gewordenen Änderungen auf der Empfangsleiterplatte resultieren aus dem Einsatz des Schaltnetzteiles und der Anpassung an die veränderte Amplitude der HK-Impulse. Wichtigste Veränderung ist hier der Wegfall des bisher für die Gleichrichtung der NF-Betriebsspannung eingesetzten Graetzgleichrichters, an dessen Stelle ein Sicherungswiderstand (R_{2703}) eingesetzt wird.

Videokomplex

Der Signalweg des Videoverstärkers konnte ohne wesentliche Änderungen beibehalten werden. Notwendig wurde jedoch eine zusätzliche Schaltung für die Sperrpunkteinstellung. Außerdem mußte die Rücklaufverdunklung schaltungsmäßig verändert werden.
Anhand des Prinzipschaltungsauszuges der Blauendstufe im Bild 1 soll die Wirkungsweise der Sperrpunkteinstellung erläutert werden. Die gestrichelt eingerahmte Schaltung dient der Sperrpunkteinstellung (ersetzt R_{4347} im Chromat). Während des Zeilenhinlaufes bildet T_{4306} eine Konstantstromquelle, wobei der Emitter über den Emitterwiderstand R_{4353} und den durch R_{4360} leitend gehaltenen T_{4307} an Masse liegt.
Mit dem Sperrpunktsteller R_{4358} kann man die Kollektorspannung des Endstufentransistors T_{4303} ändern. Diese gewollte Kollektorspannungsänderung verschiebt die Bildröhrenkennlinie zum Zweck der Sperrpunkteinstellung.
Während der Strahlrückläufe wird der auf alle drei Farbkanäle wirkende T_{4307} durch den Dunkeltastimpuls vom Pin 12 (A 231 D) gesperrt, wodurch der Strom der Konstantstromquelle unterbrochen wird. Das ist notwendig, weil der durch die Rücklaufimpulse gesperrte Endstufentransistor den Strom der Stromquelle nicht aufnehmen kann. Dieser würde über Pin 5 (A 231 D) fließen und damit den Schaltkreis belasten.
Durch das gegenüber den bisher verwendeten Bildröhren geänderte Höhen/Seiten-Verhältnis von 3:4 wird vom Bildinhalt in horizontaler Richtung mehr sichtbar. Das bedingt eine schaltungsmäßig geänderte Austastung des Signals im Videoteil, wobei die kapazitive Ankopplung des VK-Impulses über C_{4311} im Chromat durch eine Abschneideschaltung mit Di_{4302} ersetzt wurde.

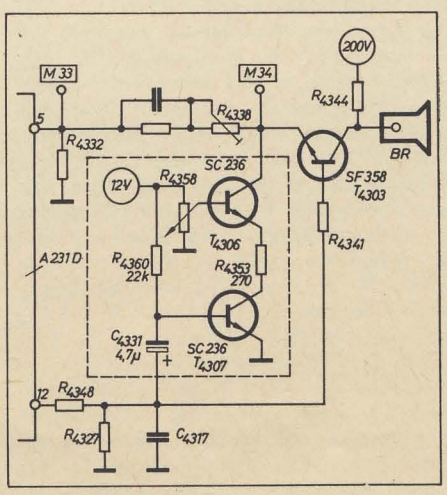


Bild 1: Prinzipschaltung der Videoendstufe

Schaltnetzteil

Die Versorgung der einzelnen Stufen des Gerätes erfolgt durch einen Schaltnetzteil. Damit werden wesentliche volkswirtschaftliche Forderungen erfüllt. Durch Wegfall des sehr aufwendigen Transformators, wie er vom Chromat her bekannt ist, können erhebliche Mengen an Kupfer und Dynamoblech eingespart werden. Die Leistungsaufnahme konnte um etwa 30 % gesenkt werden, sie beträgt im Mittel 98 VA. Ein nicht unbedeutender Vorteil ist außerdem das wesentlich verminderte Gewicht.
Das Grundprinzip der Wirkungsweise des Schaltnetzteiles beruht auf der Konzeption eines selbstschwingenden Sperrwandlernetzteiles. Die erzeugten Gleichspannungen haben durch Tr_{20} sämtlich den Vorteil der Netztrennung. Nach der Gleichrichtung der Netzspannung mit dem Graetzgleichrichter D_{9021} bis D_{9024} wird die Schaltelektronik auf der Primärseite hauptsächlich mit dem Steuermodul Tr-Lp realisiert.
Zentrales Bauelement auf dem Steuermodul ist der Schalttransistor T_{54}, der mit den Trafowicklungen 1 – 3 und 7 – 8 rückgekoppelt schwingt und durch das SOAR-Glied aus C_{59}, D_{57} und R_{64} geschützt wird. Mit der Wicklung 5 – 6 wird eine Spannung für den Regelkomplex mit dem Transistor T_{51} bereitgestellt. Die durch die Dioden D_{52} und D_{53} begrenzte Regelspannung steuert einen Schwellwertschalter aus T_{52} und T_{53}, durch den das Schalten des T_{54}

mit dem Spannungsabfall am R_{63} und in Abhängigkeit von Netzspannungs- und Lastschwankungen variiert wird.
Der Schaltnetzteil stellt sieben verschiedene Gleichspannungen bereit:

+200 V – Videoendstufen, Wehneltspannung
+155 V – Zeilenendstufe und Treiber, OW-Schaltung, Abstimmspannung
+ 18 V – AFC, DF, SY, OW-Schaltung, VK-Sperrschwinger, Regelnetzteil mit Ausgangsspannungen
  +14 V für Programmleiterplatte (bei Colortron) und
  +12,5 V für Tuner, ZF-Viodeverstärker (T_{2302}), Videomodul, Steller für Kontrast und Helligkeit, Dekoder
+ 16 V NF-Verstärker
+9 V und
−14,5 V – VK-Endstufe
+ 6,3 V – Bildröhrenheizung

Der Arbeitspunkt des Schaltnetzteiles wird mit R_{9057} eingestellt (155-V-Schiene). Bei ausgangsseitigem Massekurzschluß einer Ausgangsgleichspannung schaltet der Schaltnetzteil ab. Ein Betrieb im Leerlauf ist nicht zulässig.

Entmagnetisierung

Die Entmagnetisierungsschaltung mit Kaltleiter ist über die Netzsicherung (Si_{9020}) direkt an das Netz angeschlossen. Durch Erwärmung des Kaltleiters klingt der Entmagnetisierungsstrom rasch ab, wodurch bei jedem Einschalten des Empfängers (bei abgekühltem Kaltleiter) eine Entmagnetisierung der Bildröhre erfolgt.

Vertikalteil

Während das bewährte Konzept des eisenlosen Sperrschwingers beibehalten werden konnte, mußte eine leistungsstarke Endstufe zur Speisung der Ablenkspulen eingesetzt werden. Die eingesetzte IS MDA 2010 ($P_{v\,max} = 18$ W, $U_{s\,max} = \pm 18$ V) wird mit etwa 6,5 W belastet (Hin- und Rücklauf). Der Schaltkreis besitzt einen invertierenden und einen nichtinvertierenden Eingang, eine Quasikomplementärendstufe und einen Überlastschutz.
Die Eingangsstufe ist als Darlington-Differenzverstärker ausgebildet. Gesteuert wird der Schaltkreis mit dem vom Sperrschwinger bereitgestellten Sägezahnimpuls ($U_{SS} = 1$ V) am nichtinvertierenden Eingang (Pin 7). Über den invertierenden Eingang (Pin 8) kann sehr einfach mit R_{4719} (Bildlage) der Gleichspannungspegel am Ausgang der IS gegenüber Masse um mindestens $\pm$ 0,2 V verändert werden, womit sich eine Bildzentrierung durchführen läßt.
Für die Erzeugung des Ablenksägezahns wird die Endstufe spannungsmäßig symmetrisch gegen Masse betrieben. Somit läßt sich die Ablenkspule galvanisch an den gleichspannungsfreien Ausgang anschließen.
Damit sich eine negative Rücklaufspitze am Ausgang ausbilden kann, ist die Betriebsspannung unsymmetrisch ausgeführt. Während des Rücklaufes kann die negative Rücklaufspannung ansteigen, bis D_{4705} öffnet und einen Anstieg über die negative Betriebsspannung hinaus verhindert. D_{4704} ist eine bei Übersteuerung wirksame Schutzdiode.

Eine Temperatur-, Strom- und Leistungsbegrenzung wirkt in Verbindung mit dem Endstufenkomplex des Schaltkreises als Schutz sowohl gegen Kurzschluß am Ausgang als auch thermische Überlastung.
Da wegen der in Abhängigkeit vom Strahlstrom schwankenden Hochspannung die Bildgröße nicht konstant bleibt, muß eine Bildgrößenstabilisierung durchgeführt werden. Zu diesem Zweck wird eine strahlstromabhängige negative Gleichspannung vom Punkt D der Hochspannungskaskade abgenommen und dem Ladekondensator C_{4703} des VK-Sperrschwingers zugeführt.

Zeilenansteuerung

Die Schaltungsausführung des Synchronisationsmoduls wurde vom Chromat übernommen. Wegen der geänderten Zeilenendstufe wird jedoch auch eine veränderte Treiberstufe (T_{4607}) eingesetzt. Die Spannungszuführung von 155 V erfolgt über den Treibertrafo (Tr_{5631}) und eine Auslötsicherung an R_{5640}.

Zeilenendstufe

Die HK-Endstufe arbeitet in Verbindung mit der Hochspannungsgewinnung als Einstufenkonzept in Hochvolttechnik ($U_B = 155$ V). Unter Berücksichtigung der Daten der Horizontalablenkspulen ($L_H = 1{,}5$ mH, $R_H = 1{,}3\ \Omega$ bei Reihenschaltung beider Sattelspulen) ist ein Ablenkstrom von 5 A für Vollausschreibung nötig.
Da die Bildbreite in Abhängigkeit von der Hochspannung schwankt, ist eine strahlstromabhängige Bildbreitenstabilisierung notwendig. Weiterhin muß die Ost-West-Rasterkorrektur durchgeführt werden, ohne daß dabei die Hochspannung vertikalfrequent moduliert wird. Diese Forderung läßt sich mit einem Diodenmodulator realisieren.
Zeilenendstufe und Diodenmodulator bilden eine schaltungstechnische Einheit (s. Bild 2). Für die Grundfunktion als Zeilenendstufe genügen dabei die Bauelemente T_{31}, C_{36}, Tr_{32} (12 – 5), C_{39} und die Ablenkeinheit AE. Wegen des großen Ablenkwinkels von 110° und des flachen Bildschirmes sind merkbare Tangensfehler zu korrigieren. Der Ablenkstrom kann deshalb als ein Teil einer Kosinusschwingung betrachtet werden. Somit empfiehlt es sich, die Wirkungsweise der Zeilenendstufe als Umschaltung zweier Schwingkreisfunktionen darzustellen. Bild 3 zeigt das Grundprinzip der Horizontalablenkung.
Der Tangenskondensator C_{36} bestimmt dabei maßgeblich die Frequenz des Hinlaufschwingkreises, er wird daher auch als Hinlaufkondensator C_H bezeichnet. Der Parallelkondensator C_{36}, auch Rücklaufkondensator C_R, bestimmt hauptsächlich die Frequenz des Rücklaufschwingkreises. Der vom Sperrtreiber T_{4607} gesteuerte Transistor T_{31} wirkt als Schalter und schaltet jeweils im geeigneten Zeitpunkt die beiden gezeichneten Schwingkreise ein. Die Stromkreise, die sich über Tr_{32} (12 – 5) und Tr_{31} bzw. C_{36} ausbilden, übernehmen den Ausgleich der Verluste in der Horizontalablenkung. Der Stromfluß in der realen Schaltung weicht von dem in der Prinzipdarstellung insofern ab, als die Diode D_{32} des Diodenmodulators den Transistor T_{31} von seinem Inversstrom entlastet, wodurch die Zuverlässigkeit der Schaltung erhöht wird.

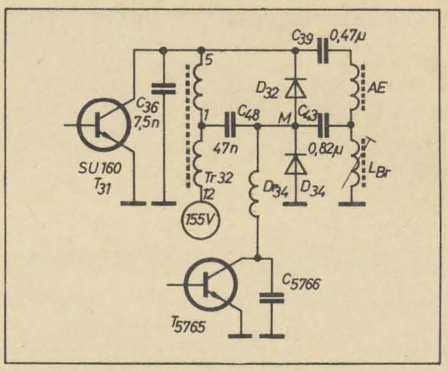


Bild 2: Zeilenendstufe mit Diodenmodulator

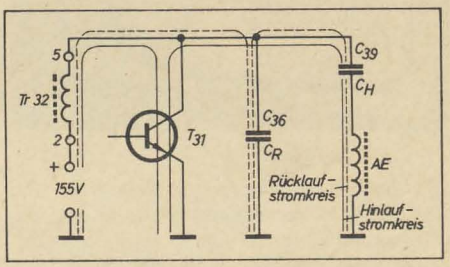


Bild 3: Grundprinzip der Horizontalablenkung

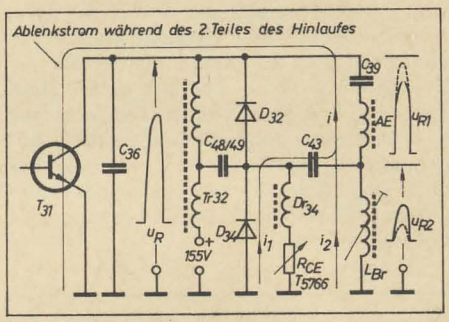


Bild 4: Prinzipielle Wirkungsweise des Diodenmodulators

Diodenmodulator

Die reale Schaltung im Bild 2 beinhaltet zusätzlich die Bauelemente des Diodenmodulators. Forderungsgemäß soll dadurch eine Modulation des Ablenkstromes zur Ost-West-Rasterkorrektur erzielt werden, ohne daß sich dabei die Rücklaufspannung, aus der die Hochspannung erzeugt wird, im Rhythmus der Modulation (50 Hz) ändert.
Vereinfacht soll das anhand des Bildes 4 erklärt werden. Der Leitzustand des T_{5765} (repräsentiert durch den veränderlichen Kollektor-Emitterwiderstand R_{CE}) bestimmt die Leitfähigkeit der Diode D_{34}. Der Ablenkstrom i ist die Summe der Ströme durch D_{34} (i_1) und L_{Br} (i_2). In der Bildmitte muß der Ablenkstrom im Hinlauf zur Ost-West-Korrektur größer sein. Dadurch wird naturgemäß auch die Rücklaufspannung an der Ablenkeinheit größer. Die Vergrößerung des Hinlaufstromes wird aber durch eine mit T_{5765} niederohmiger gesteuerte Diode D_{34} verursacht, so daß i_1 ansteigt, i_2 dagegen geringer wird. Das Absinken des induktiven Stromes i_2 bei größerer Bildbreite bewirkt demnach in der Rücklaufzeit auch ein Absinken der Rücklaufspannung an der Brückenspule L_{Br}, so daß bei richtigem Abgleich der Spule L_{Br} die Summe aus U_{R1} und U_{R2} eine konstante Rücklauf-

spannung U_{Br} ergibt und die Modulation des Ablenkstromes die Hochspannung nicht beeinflußt.
Die in der Bildmitte niederohmiger wirkende Diode D_{34} belastet aber auch die Spule L_{Br} stärker, so daß die Induktivität im Rücklaufschwingkreis nicht konstant ist. Wegen der geforderten Konstanz der Rücklaufzeit muß aber die Frequenz des Rücklaufschwingkreises konstant bleiben. Das wird erreicht, indem infolge eines bildbreitenabhängigen Stromes durch C_{48} während des Rücklaufes dieser Kondensator C_{48} mit Tr_{32} unterschiedlich transformiert im Rücklaufschwingkreis wirkt.

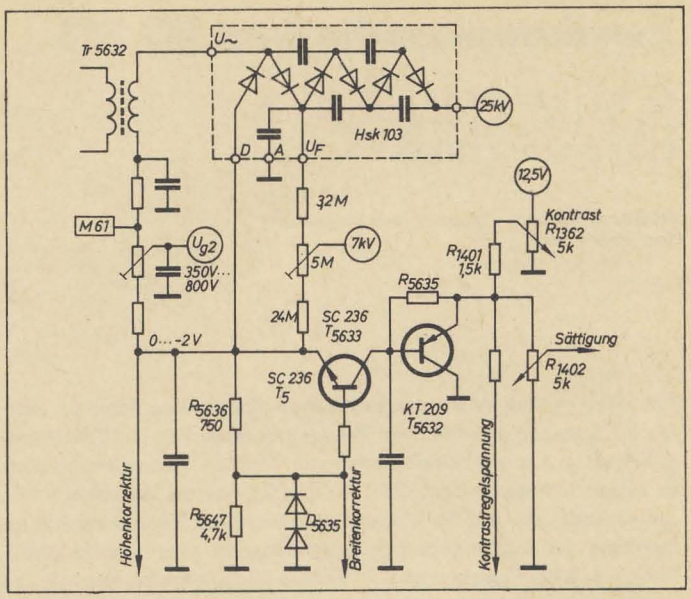
Hochspannungsgewinnung

Für den Betrieb der Bildröhre ist eine Hochspannung von etwa 25 kV notwendig, der Strahlstrom nimmt Werte bis 1 mA an. Die Hochspannung entsteht durch Spannungsverdreifachung der im Hochspannungswickel induzierten Rücklaufimpulse ($U_{SS} = 8{,}4$ kV). Als Gleichrichter dient eine Siliziumkaskade. Der Fußpunkt der Hochspannungsspule (Anschluß 13) liegt über hochohmige Widerstände (R_{5631} bis R_{5634}) an Masse. An diesem Spannungsteiler fällt eine durch Hinlaufgleichrichtung mit D_1 der Si-Kaskade erzeugte und mit C_{5631} gesiebte Gleichspannung von etwa 1 kV ab. Die einstellbare Schirmgitterspannung der Bildröhre wird an R_{5632} abgegriffen.
Zur Schärfeeinstellung ist eine Fokussierspannung von 28 % der Hochspannung erforderlich. Sie wird der Kaskade nach der ersten Zweiweg-Gleichrichterstrecke entnommen und beträgt am Schleifer von R_{5261} etwa 7 kV.

Bildgrößenstabilisierung

Infolge des Innenwiderstandes der Hochspannungsquelle schwankt die Hochspannung bei Strahlstromänderungen um etwa 2,5 kV, was zu unzulässigen Bildgrößenänderungen führt.
Um diese Bildgrößenänderungen in geringen Grenzen halten zu können, wird eine Bildgrößenstabilisierung durchgeführt. Hierzu werden Breite und Höhe des Bildes strahlstromabhängig geregelt. Die erforderliche negative Regelspannung (0...— 2V) entsteht am Punkt D der Kaskade. Sie wird einerseits direkt über Punkt 6 des VK-Moduls zur Oberspannung der VK-Ladespannung addiert, wodurch sich die Sägezahnamplitude bei großem Strahlstrom verringert. Andererseits wird die negative Regelspannung über R_{5647}, D_{5635} nichtlinear geteilt, in der Schaltung zur Ost-West-Korrektur verstärkt und gleichstromgekoppelt dem Diodenmodulator der Zeilenendstufe zugeführt. Im Ergebnis beider Maßnahmen bleiben die Rasterabmessungen bei Strahlstromänderungen von 0 auf 1 mA nahezu konstant.

Bild 5:
Hochspannungserzeugung mit Bildgrößenstabilisierung und Strahlstrombegrenzung



Ost-West-Rasterkorrekturschaltung

Aufgabe der Schaltung zur Ost-West-Korrektur ist die Bereitstellung einer in der Amplitude einstellbaren Vertikalparabel für die Steuerung des Diodenmodulators, die durch Überlagerung mit einem Sägezahnimpuls geformt (Trapezkorrektur) und deren Gleichspannungsanteil verändert werden kann (Bildbreiteneinstellung).
Ausgangsspannung ist der am „kalten" Ende der Vertikalablenkspulen entstehende Sägezahnimpuls ($U_{SS} = 1$ V). Dieser wird in der Basisstufe T_{5761} verstärkt und dem Millerintegrator T_{5762} zugeführt. Die nachfolgenden Verstärkerstufen T_{5763}, T_{5764} und T_{5765} werden vierfach gesteuert: erstens durch den mit R_{5769} einstellbaren Parabelanteil (Ost-West-Korrektur), zweitens durch einen Sägezahnanteil, der mit R_{5774} je nach Schleiferstellung am Emitter oder an der Basis von T_{5763} wirkt (Trapezkorrektur); drittens kann der Gleichstromarbeitspunkt mit R_{5770} verändert werden, was zur Bildbreiteneinstellung benutzt wird; viertens durch die strahlstromabhängige Regelspannung vom Punkt D der Hochspannungskaskade.
T_{5765} als Leistungsstufe steuert den Diodenmodulator, der über einen Tiefpaß (C_{5766}, Dr_{5634}) angeschlossen ist. Die Grenzfrequenz ist so gewählt, daß nur die 50-Hz-Parabelimpulse und nicht die zeilenfrequente Rücklaufspannung passieren können.

Strahlstrombegrenzung

Die Strahlstrombegrenzung arbeitet nach dem Prinzip der Kontrastreduzierung bei Anstieg des mittleren Strahlstromes über 1 mA. Die gewählte Schaltung hat den Vorteil, daß der Schwarzwert auch im Regelbereich der Strahlstrombegrenzung konstant bleibt, ebenso wie das eingestellte Verhältnis von Schwarzweiß- zu Farbkontrast.
Der Fußpunkt der Hochspannungskaskade (D) liegt über eine Widerstands-Diodenkombination (R_{5636}, R_{5647}, D_{5635}) an Masse. Der hindurchfließende Strahlstrom ruft einen negativen Spannungsabfall hervor, der bei $I_{St} = 1$ mA etwa —2 V beträgt. Ein über R_{5636} entstehender Teilspannungsabfall bei großem Strahlstrom öffnet T_{5633}, wodurch sich seine positive Kollektorspannung vermindert. Das führt zum Öffnen von T_{5632}, dessen Emitterspannung negativer wird. Bei großem Strahlstrom wird also die vom Kontraststeller kommende Spannung über der niederohmigen Transistorstufe T_{5632} reduziert und die Kontrastregelspannung vermindert.
Der Querstrom von Fokussier- und Schirmgitterspannungsteiler fließt nicht durch R_{5636}, so daß der Regelmechanismus der Strahlstrombegrenzung hiervon nicht berührt wird.

Lageverschiebung horizontal

Mit Hilfe der Diode D_{5631} wird durch Gleichrichtung der negativen Halbwellen der Zeilenimpulse eine Gleichspannung von etwa 5 V an C_{5647} gewonnen und mit R_{5641}, R_{5642} symmetrisch gegen Masse gelegt. Die Zeilenablenkspulen sind über Dr_{5631} mit dem Schleifer des Lagestellers R_{5643} verbunden, so daß mit dieser Schaltung eine Bildlageverschiebung nach rechts und links um je 5 mm möglich ist.

Die Stromlaufpläne zu diesen Geräten haben wir ausheftbar auf den Seiten 777, 778, 783 und 784 angeordnet

Suchen dringend neuwertige
Elektronenröhren EL 12 N
zu kaufen.
Angebote an **Bezirksfilmdirektion Halle**
4020 Halle, Neuwerk 20

Dipl.-Ingenieur
sucht Mitarbeit und spätere Übernahme von Reparatur-Betrieb in Dresden. Meßgeräte (Farbe) und Fahrzeug vorhanden.
Zuschriften an
A 75 880 DEWAG, 8012 Dresden, PSF 369

Suche
12 – GHz – Technik
Günther Mampe,
9291 Gröblitz,
Mittweidaer Straße 9

Zweikanaloszilloskop EO 213

Ing. RAINER PFAHL,
SIEGFRIED BARTH und
EBERHARD ZENKER

Mitteilung aus dem VEB Radio und Fernsehen Karl-Marx-Stadt

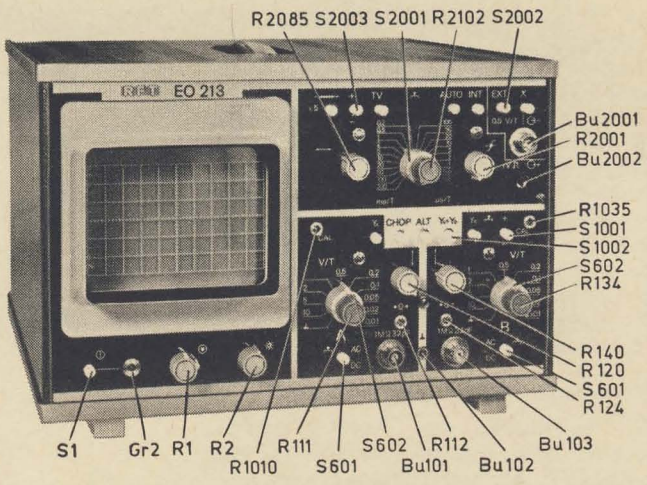


Bild 1: Zweikanaloszilloskop EO 213
Foto: Römer

Mit dem im folgenden beschriebenen Oszilloskop können elektrische Spannungsverläufe im Frequenzbereich von 0...12 MHz abgebildet und deren charakteristische Größen gemessen werden. Es eignet sich damit besonders für den Service an Stereotonband-, Stereorundfunk- und Farbfernsehgeräten. Beim Fernsehservice ermöglicht ein zuschaltbares Integrationsglied eine stabile Abbildung von BAS-Signalen. Im X-Y-Betrieb können Frequenzvergleiche durchgeführt werden.

Aufbau

Für das Gerät wird ein Plattengehäuse mit Aufstellbügel verwendet. Der oben und unten umlaufende Al-Profilrahmen des Gehäuses und eine seitliche Verstrebung verbindet die vordere und hintere Montageplatte. Die damit erreichte Stabilität wird im zusammengebauten Zustand durch die Seitenteile des Plattengehäuses weiter erhöht. Das Gerät kann in folgende Baugruppen gegliedert werden (s. Bild 2):

Y-Kassette
Abschwächer, Kanal A
Abschwächer, Kanal B
X-Kassette
Endstufe
Netzteil
Transverter

Die Montageplatte und die Oszillografenröhre werden durch eine Piacryl-Frontplatte abgedeckt. Zur blendfreien Beobachtung des Schirmbildes dienen eine abnehmbare Blende und ein Grünfilter.

Schaltung

Vertikalverstärker

Die Vertikalablenkung erfolgt, um einen Zweikanalbetrieb zu realisieren, über zwei symmetrische, gleichspannungsgekoppelte Vorverstärker. Je nach Betriebsart arbeiten sie einzeln oder zusammen auf eine gemeinsame zweite Stufe. Über einen Kaskode-Endverstärker erfolgt die Ansteuerung der Ablenkplatten der Oszillografenröhre. Da der kalibrierte Verstärker nur Eingangsspannungen bis maximal 80 mV verarbeiten kann, werden Abschwächer (Bild 3) vorgeschaltet. Von den Y-Eingangsbuchsen Bu_{101} bzw. Bu_{103} gelangt das Meßsignal – mit S_{601} (AC/DC) wählbar – direkt oder über den Koppelkondensator C_{601} auf einen zehnstufigen frequenzkompensierten Spannungsteiler. Er besteht aus fünf Einzelteilern mit den Teilerverhältnissen 2:1, 5:1, 10:1, 100:1, 1 000:1. Diese werden mit Schalter S_{602} so kombiniert, daß der Ablenkkoeffizient im Zyklus 1 – 2 – 5 – 10 zwischen 10 mV/T und 10 V/T variiert werden kann. Im Bereich 10 mV/T ist S_{602} auf Durchgang geschaltet. Die Kondensatoren C_{603}, C_{607}, C_{612}, C_{615}, C_{618} dienen der Frequenzkompensation. Die Trimmer C_{602}, C_{606}, C_{610}, C_{614}, C_{617} werden so abgeglichen, daß jeder Teiler die gleiche Eingangskapazität besitzt. Mit C_{619} werden die beiden Abschwächer auf gleiche Eingangskapazität eingestellt. Mit R_{613} wird der Eingangswiderstand des Verstärkers auf 1 MΩ festgelegt.

Über das RC-Glied R_{614}, C_{620}, R_{615} gelangt das Signal zum FET T_{601}, dessen Eingang vor zu hohen negativen Spannungen durch die Diode Gr_{601} geschützt wird. Bei hohen positiven Spannungen wirkt die Gate-Source-Diode als Begrenzer. Der erforderliche hohe Eingangswiderstand der Vorstufe wird durch Einsatz von Feldeffekttransistoren erreicht, die als Sourcefolger geschaltet sind. Der symmetrische Aufbau der Eingangsschaltung ergibt eine geringe Gleichspannungsdrift. Mit den einstellbaren Source-Widerständen R_{112} bzw. R_{124} kann eine Unsymmetrie der Verstärker ausgeglichen und damit die Balance eingestellt werden, s. Bild 4. Die nachgeschalteten Emitterfolger T_{1002} bzw. T_{1008} verhindern die Rückwirkung der Umschaltimpulse auf den Verstärkereingang T_{1005} bzw. T_{1011}, dienen der Erhaltung der Symmetrie und führen deshalb keine Signalspannung. Das Meßsignal gelangt an die Basis von T_{1004} bzw. T_{1010}. Die Ansteuerung der Transistoren T_{1006} bzw. T_{1012} erfolgt am Emitter.

Die Transistoren T_{1004}, T_{1006} bzw. T_{1010}, T_{1012} sind stromgegengekoppelt und bilden mit den spannungsgegengekoppelten Transistoren T_{1015}, T_{1016} eine symmetrische Doppelstufe. Die Zuschaltung des jeweiligen Kanals erfolgt im Fußpunkt der Emitterwiderstände R_{1046}, R_{1099} über die Schalttransistoren T_{1013}, T_{1014}. Der jeweils abgeschaltete Kanal wird zusätzlich durch die in den Kollektorleitungen liegenden Dioden Gr_{1002}, Gr_{1005} bzw. Gr_{1003}, Gr_{1004} gesperrt. Die Verstärkungseinstellung erfolgt durch Änderung der Stromgegenkopplung mit den Schichtdrehwiderständen R_{111} bzw. R_{134} sowie den Kalibrierungsstellern R_{1010} bzw. R_{1035}. Eine Strahlverschiebung ermöglichen die Schichtdrehwiderstände R_{120} bzw. R_{140}. Durch Betätigen des Schalters S_{1001} kann das Signal im Kanal B invertiert werden.

Das an den Kollektoren von T_{1015} und T_{1016} anliegende Signal wird über die Emitterfolger T_{1017} und T_{1018} dem Kaskode-Endverstärker mit den Transistoren T_{1019}, T_{1020}, T_{308} und T_{309} zugeführt. Mit R_{1062} ist die Spannung an den Vertikalablenkplatten einstellbar. Die RC-Glieder R_{1106}, C_{1062}, C_{1021} und R_{1110}, C_{1060} dienen zur Korrektur des Frequenz- und Schaltverhaltens des Endverstärkers. Die Z-Dioden Gr_{305} und Gr_{306} ermöglichen durch Spannungsaufstockung ein Angleichen der Spannung der Y-Ablenkplatten an die der X-Ablenkplatten, was zur Erreichung einer optimalen Schärfe notwendig ist. Das Triggersignal wird je nach Betriebsart am Emitter von T_{1003} oder T_{1009} abgenommen. Die Umschaltung erfolgt durch einen Diodenschalter (Gr_{1016} bis Gr_{1019}), der von der Taste Y_B gesteuert

Betätigungs- und Anschlußelemente

S_1	Netzschalter	
Gr_2	Netzkontrolle	
R_1	Fokussierung	
R_2	Helligkeit	
Bu_{101}	Eingang Kanal Y_A	
Bu_{102}	Masse	
Bu_{103}	Eingang Kanal Y_B	
S_{601-A}	Umschaltung Eingang AC – DC, Kanal A	
S_{601-B}	Umschaltung Eingang AC – DC, Kanal B	
S_{1002}	Umschaltung Betriebsarten Y_A, CHOP, ALT, $Y_A + Y_B$, Y_B	
S_{1001}	Umschaltung Polarität ± Kanal B	
S_{602-A}	Abschwächer in Stufen schaltbar, Kanal A	
S_{602-B}	Abschwächer in Stufen schaltbar, Kanal B	
R_{111}	Verstärkung kontinuierlich einstellbar, Kanal A	
R_{134}	Verstärkung kontinuierlich einstellbar, Kanal B	
R_{112}	Balance, Kanal A	
R_{120}	Balance, Kanal B	
R_{140}	Lageverschiebung, Kanal A	
R_{1010}	Lageverschiebung, Kanal B	
R_{1035}	Kalibrierung, Kanal A	
Bu_{2001}	Kalibrierung, Kanal B	
	Eingang Horizontalverstärker bzw. Eingang Triggerung extern	
Bu_{2002}	Ausgang Kalibrator	
S_{2003}	× 5	Dehnung 5fach
	±	Umschaltung Triggerpolarität
	TV	Einschaltung Integrationsglied
S_{2002}	AUTO	automatische Umschaltung der Triggerung
	INT	interne Triggerung
	EXT	externe Triggerung
	X	X-Y-Betrieb
S_{2001}	Umschaltung der Kippzeit grob in Stufen	
R_{2102}	Einstellung der Kippzeit fein kontinuierlich	
R_{2085}	Lageverschiebung horizontal	
R_{2001}	Triggerpegel	

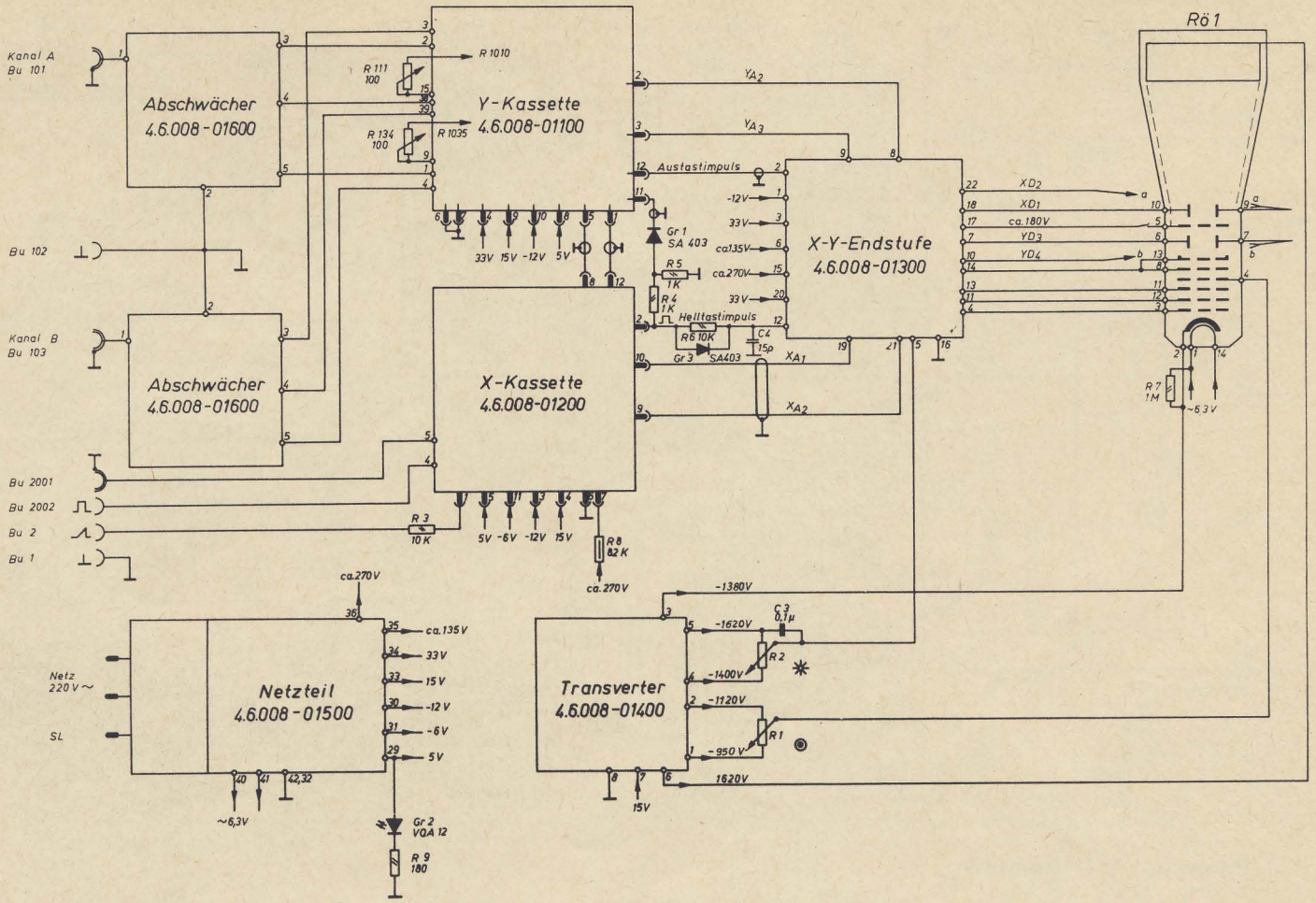


Bild 2: Stromlaufplan des EO 213

wird. In dem Differenzverstärker T_{1022}, T_{1023} wird das Triggersignal verstärkt und über die Emitterfolger T_{1021}, T_{1024} symmetrisch zur weiteren Aufbereitung der X-Kassette zugeführt.

Die Umschaltung der Kanäle erfolgt über ein JK-Flip-Flop (IS_{1002}). Die Z-Dioden Gr_{1006} und Gr_{1007} dienen zur Pegelanpassung an die nachfolgenden Schalttransistoren. Die Steuerung des Flip-Flops geschieht über den Betriebsartenschalter S_{1002} in den Betriebsarten „Y_A", „Y_B" und „$Y_A + Y_B$" an den RS-Eingängen durch Anlegen eines H- oder L-Pegels und in den Betriebsarten „Alternierend" und „Choppern" zusätzlich am Takteingang. Bei Chopper-Betrieb wird dem Takteingang eine Rechteckspannung zugeführt, die ein astabiler Multivibrator (drei Gatter der IS_{1001}) erzeugt. Bei alternierendem Betrieb wird der Schaltimpuls dem Steuer-Flip-Flop des Kippgenerators entnommen und über einen Diodenschalter Gr_{1011}, Gr_{1012} dem Eingang 9 der IS_{1001} zugeführt, dort negiert und zum Takteingang der IS_{1002} weitergeleitet.

Anzeigestabilisierung

Bei interner Triggerung gelangt das Steuersignal symmetrisch von der Y-Kassette über den Triggerwahlschalter (Taste EXT), die Koppelkondensatoren C_{2001}, C_{2042} und C_{2002}, C_{2043} an die beiden Eingänge des Komparators IS_{2001} (Bild 5). Bei externer Triggerung gelangt das Signal von der Eingangsbuchse Bu_{2001} über den Trennkondensator C_{2028}, den Impedanzwandler T_{2013}, T_{2014}, den Umschalter Taste X, das RC-Glied C_{2004}, R_{2007} zum Triggerwahlschalter (Taste EXT). Über die anschließenden Koppelkondensatoren C_{2001}, C_{2042} erfolgt die asymmetrische Ansteuerung des Komparators am Eingang 4. Er ist als Stromtrigger geschaltet und verstärkt und begrenzt das Signal. Die Rückkopplung erfolgt über R_{2107}. R_{2105} gewährleistet die Stromsteuerung des Triggers. Die Triggerschwelle ist von der Spannungsdifferenz zwischen den Eingängen 3 und 4 des Komparators abhängig. Die Einstellung erfolgt mit R_{2001}. Der Einstellbereich wird durch die Dioden Gr_{2001} und Gr_{2002} auf $\pm$ 0,7 V begrenzt und stabilisiert. R_{2110} bewirkt eine Dehnung des mittleren Einstellbereiches von R_{2001}. Dadurch ergibt sich bei kleinen Amplituden des Triggersignals ein bequemeres Einstellen. In dem Bereich 200 ms/T...100 µs/T des Kippstufenschalters wird C_{2007} den Eingängen des Komparators parallelgeschaltet. Durch diese Maßnahme werden hochfrequente Störanteile unterdrückt und die Triggerstabilität erhöht.

Vom Ausgang des Komparators gelangt das Signal zu einem zweiten Trigger, bestehend aus T_{2001} und einem NAND der IS_{2004}.

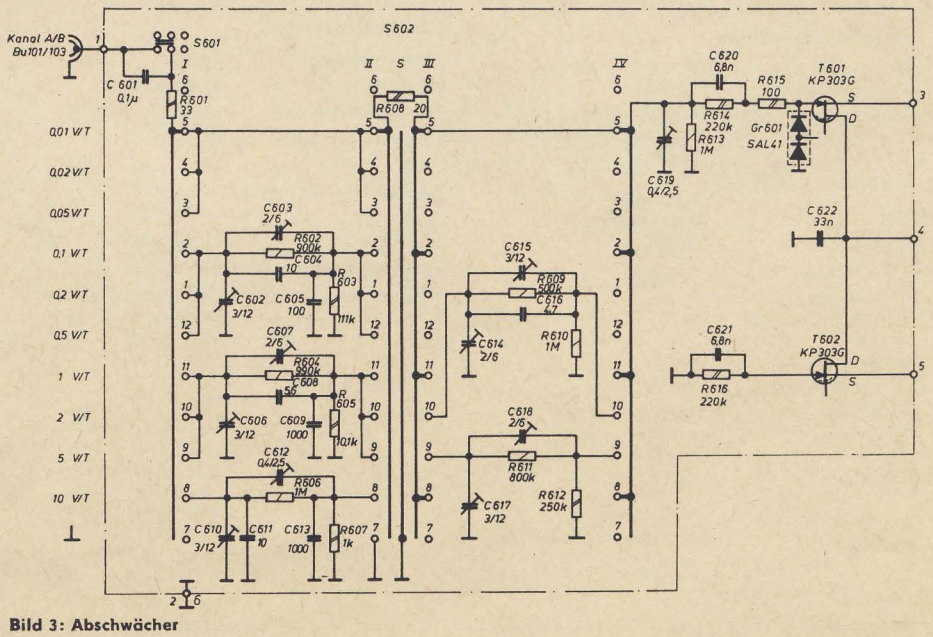


Bild 3: Abschwächer

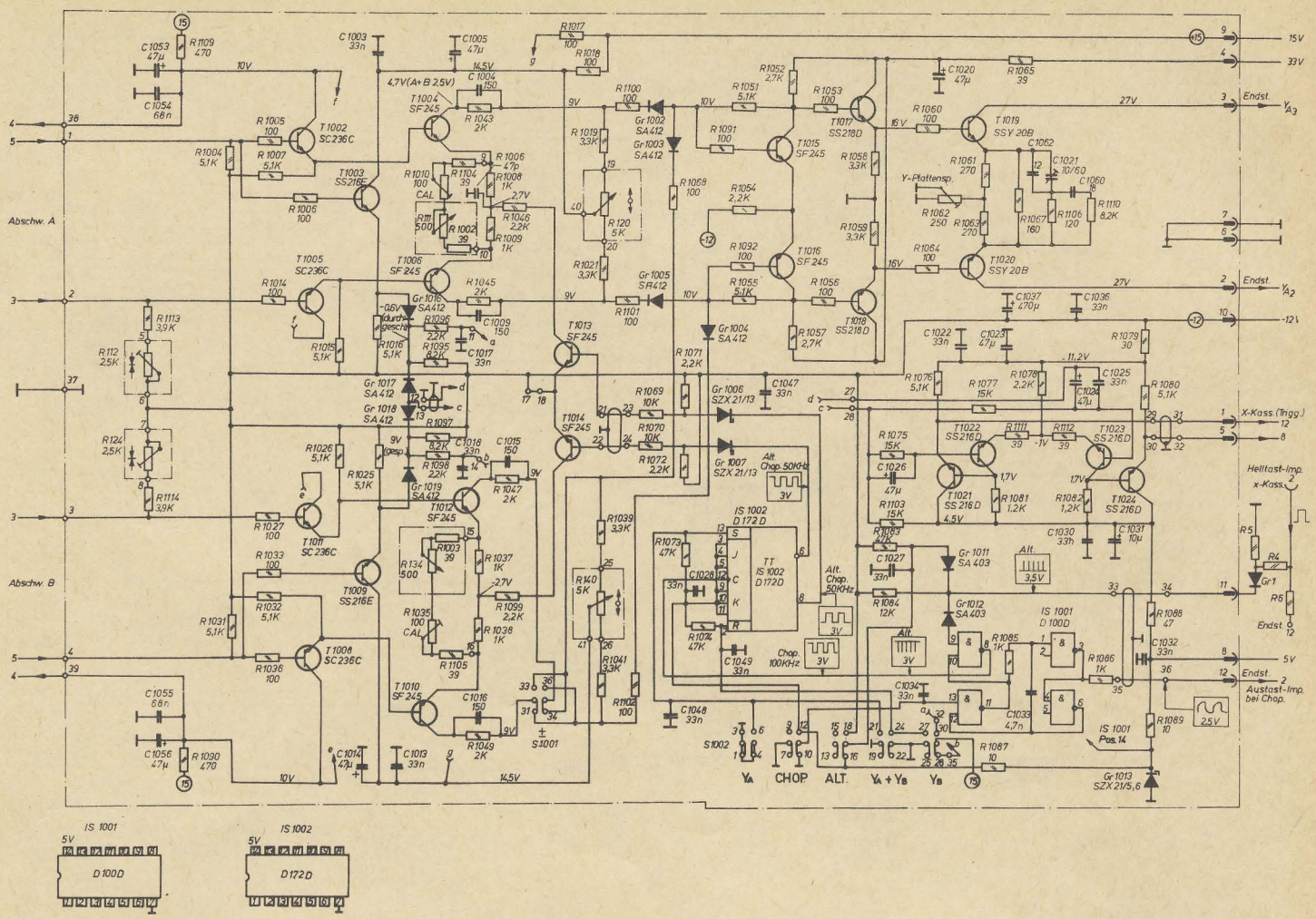


Bild 4: Y-Kassette

Technische Kennwerte

Oszillografenröhre	
Typ	D 13 – 27 GH
Arbeitsbereich des Schirmes	
vertikal	50 mm ≙ 5 T
horizontal	100 mm ≙ 10 T
Gesamtbeschleunigungsspannung	3 kV
Vertikalablenkkanäle	
Wertebereich des Ablenkkoeffizienten	10 mV/T...10 V/T in 10 Stufen
Verstärkungseinstellung	kontinuierlich 1... > 2,5 (Rechtsanschlag kalibriert)
Bandbreite (−3 dB)	
DC	0...12 MHz
AC	2 Hz...12 MHz
Anstiegszeit	≤ 29 ns
Überschwingen	≤ 2,5 %
Signaleingänge der Vertikalablenkkanäle	
Eingangswirkwiderstand	1 MΩ
Eingangskapazität	32 pF
Betriebsarten der Vertikalablenkkanäle	Kanal A Kanal B Kanal A + B Kanal A — B alternierend mit Kippfrequenz Chopperbetrieb (Chopperfrequenz 50 kHz)

Zeitablenkung	
Wertebereich	200 ms/T...0,2 µs/T in 19 Stufen
Einstellung des Zeitablenkkoeffizienten	1...2,5 kontinuierlich (Rechtsanschlag kalibriert)
Dehnungsfaktor	5
Horizontalverstärker	
Ablenkkoeffizient	0,5 V/T
Bandbreite	0...0,8 MHz
Eingangswiderstand	1 MΩ
Eingangskapazität	32 pF
Anzeigestabilisierung	
Art der Anzeigestabilisierung	Triggerung
automatischer Freilauf	abschaltbar
TV-Triggerung	Integrationsglied zur Triggerung auf die Bildimpulse ($\tau \approx 0{,}1$ ms)
Triggerauslösung	
intern	vom Kanal Y_A bei Einstellung Kanal Y_A vom Kanal Y_B bei Einstellung Kanal Y_B vom Kanal Y_A bei Einsteilung $Y_A + Y_B$, $Y_A - Y_B$, Alt, Chop
extern	durch Steuerspannung an Bu_{200}

Triggerpolarität	umschaltbar
Triggerpegel	kontinuierlich einstellbar
Grenzwerte der Anzeigestabilisierung	
intern	≤ 0,5 T
extern	U_{ss} = 0,1...4 V
Frequenzbereich der Anzeigestabilisierung	
intern	5 Hz...12 MHz
extern	10 Hz...12 MHz
Zusatzeinrichtungen	
Kalibrator	
Amplitude	1 V
Frequenz	1 kHz unkalibriert
Spannungsform	Rechteck
Sägezahnausgang	
Meßraster	
Nennarbeitsbedingungen	
Nennspannung	220 V ± 10 %
Nennfrequenz	48...64 Hz
Klimaeignung nach TGL 14 283	
Referenzbedingungen	23 °C ± 2 K 40...60 % relative Luftfeuchte
Grenzarbeitsbedingungen	5...40 °C 10...80 % relative Luftfeuchte
Leistungsaufnahme	55 VA
Schutzklasse I TGL 21 366	
Abmessungen in mm	300 × 210 × 410
Masse	11 kg

Über R_{2008}, R_{2009} erfolgt die Ansteuerung und über R_{2010} eine Rückkopplung. Dieser Trigger erhöht die Flankensteilheit bei tiefen Frequenzen und ermöglicht das Zwischenschalten des Integrationsgliedes R_{2008}, C_{2006} beim Betätigen der Taste TV, wodurch auf die Bildimpulse im BAS-Signal getriggert werden kann. Außerdem läßt sich damit bei NF-Signalen $f < 1$ kHz mit überlagerten Störimpulsen die Triggerstabilität erhöhen.

Nach dem Ausgang des zweiten Triggers erfolgt die Polaritätsumschaltung. Bei Triggerung auf die positive Flanke wird das Signal über zwei und bei Triggerung auf die negative Flanke über drei NANDs geführt. Die Umschaltung geschieht durch Sperren der jeweils nicht erforderlichen NANDs. Gr_{2005} schützt den Ausgang vor Überspannung. Das Rechtecksignal wird über C_{2013} differenziert und einer Torschaltung mit Gr_{2006} zugeführt.

Automatisches Umschalten Freilauf – Triggern

Freilauf

In der Betriebsart „Triggern" (Taste AUTO nicht gedrückt) liegt R_{2021} über die Kontakte 22, 23 auf Masse. Der pnp-Transistor T_{2005} ist durchgeschaltet und legt den Spannungsteiler R_{2026}, R_{2109}, R_{2041} an +15 V. Befindet sich der Kippgenerator in Ruhe (Sägezahnfußpunkt), so ist der Transistor T_{2011} durchgeschaltet und legt R_{2040} auf annähernd Massepotential. R_{2026} wird so eingestellt, daß T_{2003} über Gr_{2006} noch nicht gesperrt wird.

Wird Taste AUTO gedrückt, sperrt T_{2005} und trennt R_{2026} von +15 V, so daß nur noch die Teilerwiderstände R_{2040} und R_{2041} wirksam sind. Die Spannung an R_{2027} wird dadurch negativer, so daß über Gr_{2006} das Flip-Flop T_{2003}, T_{2004} gesetzt wird und der Sägezahngenerator startet. T_{2011} ist während des Hin- und Rücklaufes gesperrt. Der Sägezahngenerator kann somit erst nach beendetem Rücklauf neu starten.

Triggern

Erscheint am Ausgang des zweiten Triggers ein Signal, so wird über C_{2014} ein Monoflop, das aus zwei NAND-Gliedern der IS_{2003} und dem Zeitglied R_{2012}, C_{2003} besteht, angesteuert. Seine Kippschwingungen werden mit T_{2002} verstärkt und durch C_{2011} geglättet. Die entstehende Gleichspannung schaltet über R_{2023} den Transistor T_{2005} durch, wodurch R_{2026} an +15 V liegt. Der Kippgenerator kann nicht mehr selbst schwingen. Er wird jetzt durch die an C_{2013} entstehenden negativen Nadelimpulse ausgelöst.

Kippgenerator

Die zur Ablenkung des Elektronenstrahles in horizontaler Richtung benötigte zeitlinear ansteigende Spannung wird mit einem Millerintegrator erzeugt. Dieser besteht aus dem als Differenzverstärker geschalteten Doppel-MOSFET T_{2008}, der Emitterstufe T_{2009}, den Kondensatoren C_{2046}, C_{2015}, C_{2016} und den Widerständen R_{2088} bis R_{2101}. Durch Umschalten der Kondensatoren mit $S_{2001/III}$ und der Widerstände mit $S_{2001/II}$ können 19 Zeitglieder im Zyklus 1 – 2 – 5 – 10 von 200 ms/T...0,2 µs/T gewählt werden. Mit R_{2102} erfolgt das kontinuierliche Einstellen der Zwischenwerte und mit R_{2103} die Grundkalibrierung durch Verändern der Ladespannung. Damit die unterschiedlichen Ladeströme der Zeitglieder ohne Einfluß auf die Kippzeiten bleiben, ist die Ladespannung mit T_{2019} stabilisiert. Die Steuerung des Integrators erfolgt mit einem bistabilen Multivibrator (T_{2003}, T_{2004}). Über den Impedanzwandler T_{2012} wird der Sägezahn zur Ansteuerung des Horizontalverstärkers ausgekoppelt.

Die Fußpunktschaltung T_{2007} wirkt als Schwellwertschalter im Sägezahnfußpunkt. Der Schaltpegel bestimmt die Sägezahnamplitude und kann durch Verändern der Basisspannung mit R_{2054} eingestellt werden. Die Schaltdiode Gr_{2011} trennt während des Kippvorganges die Schaltstufe vom Integrator. Gr_{2012} verhindert ein Überschreiten der Basis-Emitterspannung von T_{2007}. Die Halteschaltung T_{2010}, T_{2011}, Gr_{2006} verhindert, daß nach Auslösen des Sägezahngenerators weitere Triggerimpulse den Kippvorgang stören. Erst nach beendetem Rücklauf darf ein erneutes Auslösen möglich sein. Zu diesem Zweck wird Gr_{2006} während des Hin- und Rücklaufes gesperrt. Die Steuerung der Diode Gr_{2006} erfolgt über den Pegelwandler T_{2011} durch den Transistor T_{2010}.

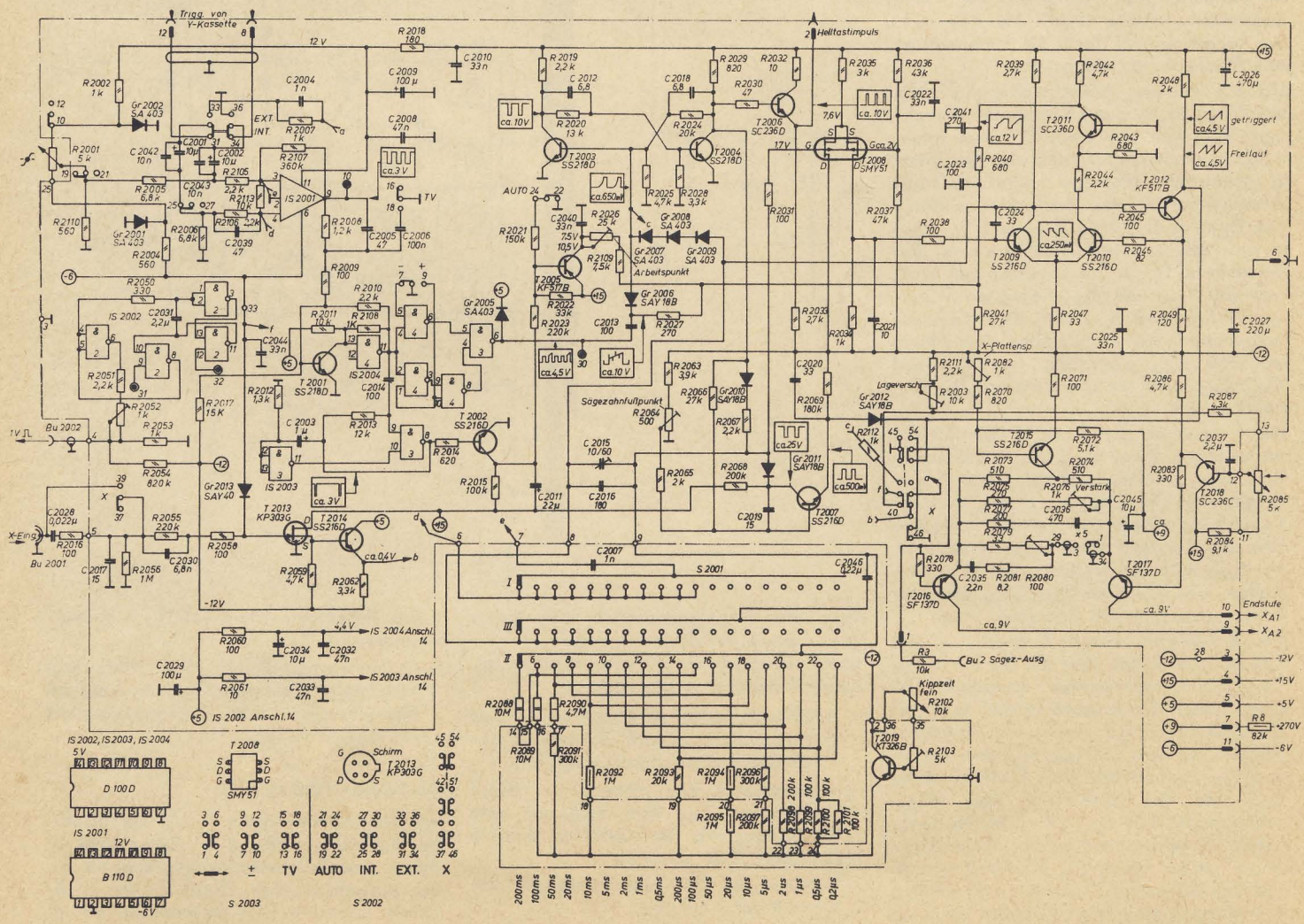


Bild 5: X-Kassette

Im Ruhezustand (Sägezahnfußpunkt) liegt am Ausgang des Steuer-Flip-Flops (Kollektor T_{2004}) H-Potential, und die Schaltdiode Gr_{2010} leitet. Dadurch wird der Verstärker (T_{2008}, T_{2009}, T_{2012}) so weit durchgesteuert, bis die im Gegenkopplungszweig liegenden Bauelemente (Gr_{2012}, T_{2007} und Gr_{2011}) durchschalten. Die entstehende starke Gegenkopplung hält den Verstärker auf dem mit R_{2064} eingestellten Pegel.

Wird das Flip-Flop durch einen negativen Triggerimpuls umgeschaltet, sperren Gr_{2010} und T_{2007}, und der Millerintegrator startet. Sobald die erforderliche Kippamplitude durchlaufen ist, wird das Flip-Flop über die Dioden Gr_{2007} bis Gr_{2009} in seine Ausgangslage zurückgeschaltet, und der Verstärker geht in seinen ursprünglichen Zustand zurück. Nach Freigabe des Tores Gr_{2006} durch die Halteschaltung kann ein erneuter Kippvorgang ausgelöst werden.

Horizontalverstärker

Der Horizontalverstärker ist ein asymmetrisch angesteuerter Gegentakt-Kaskodeverstärker. Die erste Stufe mit den Transistoren T_{2016}, T_{2017} befindet sich auf der X-Kassette, die zweite Stufe mit den Transistoren T_{301}, T_{302} auf der Endstufenplatine (Bild 6). Die zu verstärkende Sägezahnspannung liegt an der Basis von T_{2016}, während mit Hilfe der Basisspannung an T_{2017} die Symmetrie und damit die Bildlage horizontal eingestellt werden kann. Das erfolgt mit R_{2085} über den Emitterfolger T_{2018}. Im Fußpunkt des Verstärkers liegt eine Konstantstromquelle (T_{2015}). Mit R_{2082} wird der Ruhestrom und damit die Spannung an den Ablenkplatten eingestellt.

Da die positive Betriebsspannung nicht stabilisiert ist, wird die Konstantstromquelle über R_{2072} von der unstabilisierten Spannung so nachgeregelt, daß sich bei Netzspannungsschwankungen eine optimale Aussteuerbarkeit des Verstärkers einstellt. Die Emitterwiderstände R_{2073} und R_{2074} bewirken eine starke Gegenkopplung des Verstärkers. Durch die zwischen den Emittern von T_{2016} und T_{2017} liegenden Widerstände R_{2075} und R_{2076} wird diese teilweise aufgehoben. Die erforderliche Verstärkung wird mit R_{2076} eingestellt. Das RC-Glied R_{2079}, C_{2036} dient zur Linearisierung des Frequenzganges.

Durch Drücken der Taste x5 werden die Widerstände R_{2079}, R_{2080} der Kombination R_{2075}, R_{2076} parallelgeschaltet. Dadurch verringert sich die Gegenkopplung, und die Verstärkung erhöht sich auf das Fünffache bzw. die Zeitbasis wird fünffach gedehnt. Mit R_{2080} läßt sich der Dehnungsfaktor einstellen. Das RC-Glied R_{2081}, C_{2035} dient zur Frequenzkorrektur bei Dehnung.

Bei X-Y-Betrieb (Taste X gedrückt) wird das externe Signal über die Buchse Bu_{2001} dem Horizontalverstärker zugeführt. Um einen hohen Eingangswiderstand zu erreichen, ist die Eingangsstufe als Impedanzwandler mit dem FET T_{2013} und dem Transistor T_{2014} ausgeführt. Das RC-Glied R_{2055}, C_{2030} und die Kombination R_{2058}, Gr_{2013} schützen den FET T_{2013} vor zu hohen negativen Eingangsspannungen. Eingangssignale größer als ± 6 V werden begrenzt. Um das Kabel mit Tastteiler auch an den X-Eingang anschließen zu können, ist durch die Parallelschaltung des RC-Gliedes R_{2056}, C_{2017} die Eingangsimpedanz des X-Eingangs gleich der der Y-Eingänge.

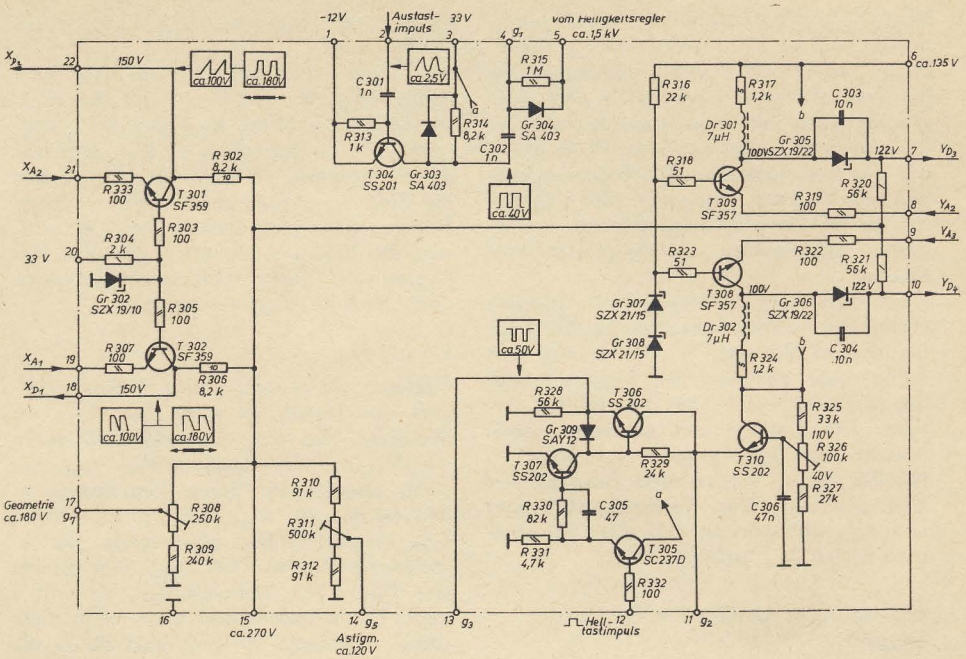


Bild 6: Endstufe ▲

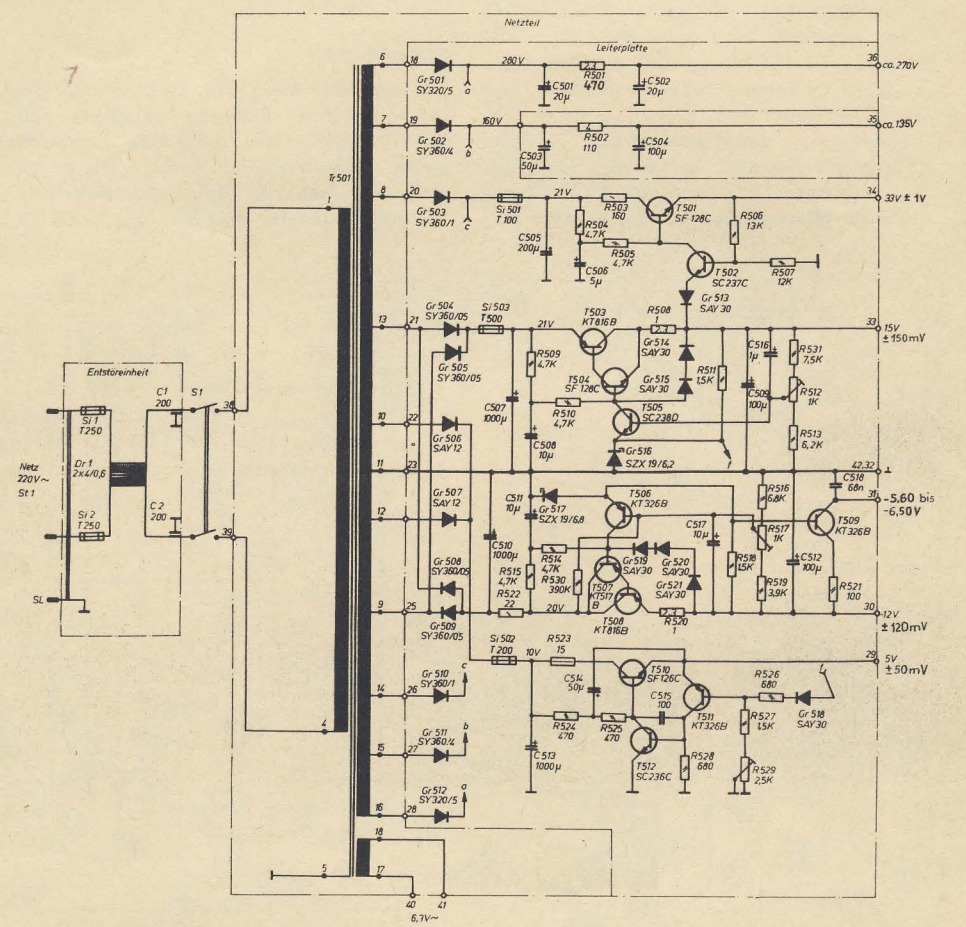


Bild 7: Netzteil ▼

Durch Drücken der X-Taste werden folgende Funktionen umgeschaltet:

- Trennkondensator zwischen Bu_{2001} und Eingangsschaltung wird überbrückt, dadurch Gleichspannungseingang
- Kippgenerator wird abgeschaltet durch Sperren von T_{2003} über R_{2112}, um eine Dunkelsteuerung der Oszillografenröhre bei Rücklauf zu vermeiden
- Umschaltung Horizontalverstärker von Kippteil auf X-Eingang
- Umschaltung Ausgang Impedanzwandler von Triggerung extern auf Horizontalverstärker
- Nullpunktumschaltung des Horizontalverstärkers (Potentialausgleich zwischen Kippgenerator und Impedanzwandler) mit R_{2003} einstellbar.

Kalibriereinrichtung

Als Kalibriereinrichtung kommt ein astabiler Multivibrator (IS_{2002}) zur Anwendung. Er liefert eine Rechteckspannung von 1 V an die Ausgangsbuchse. Diese ist nur hochohmig belastbar. Die Kalibrierung erfolgt mit R_{2052}.

Austastverstärker

Um beim Chopperbetrieb die Umschaltflanken auf dem Bildschirm unsichtbar zu machen, werden sie mit Hilfe des Austastverstärkers dunkelgetastet. Die vom Choppergenerator kommende Rechteckspannung wird durch C_{301} und R_{313} differenziert, mit T_{304} verstärkt und über C_{302} dem Steuergitter der Oszillografenröhre zugeführt. Gr_{303} wirkt als Klemmdiode.

Helltastverstärker

Die vom Steuermultivibrator des Kippgenerators kommenden Impulse werden über den Emitterfolger T_{305} dem Verstärker mit T_{307} zugeführt. T_{306} versteilert die positive Flanke, da er dabei über R_{329} durchgeschaltet wird. Während der negativen Flanke ist Gr_{309} leitend und sperrt T_{306}.
Die Helltastung der Oszillografenröhre erfolgt durch Änderung des Spannungspotentials zwischen g_2 und g_3 der Oszillografenröhre. Bei Spannungsgleichheit an g_2 und g_3 ist sie hell, bei einem Spannungsunterschied von 60 V wird sie dunkel.

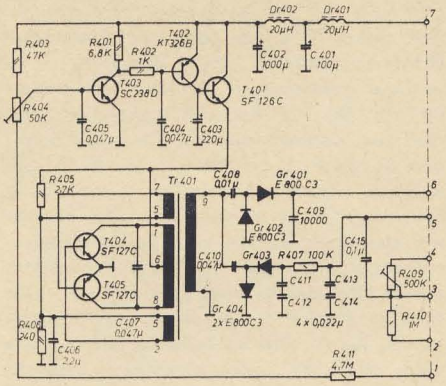


Bild 8: Transverter

Netzteil (Bild 7)

Die Funktionseinheiten des Oszilloskops benötigen eine große Anzahl von Betriebsspannungen, die vom Netzteil mit nachfolgendem Transverter geliefert werden. Die Netzspannung gelangt über die Entstöreinheit und den Netzschalter zum Netztransformator (M 85). Die Sekundärwicklung ist für eine Zweiweggleichrichterschaltung (Mittelpunktschaltung) ausgelegt und besitzt mehrere Anzapfungen für die verschiedenen Spannungen. Zur Gleichrichtung dienen die Dioden Gr_{501} bis Gr_{512}.
Außer den Betriebsspannungen für die Endstufen (135 V und 270 V) sind alle Spannungen stabilisiert und mit einer Strombegrenzung versehen. Zusätzlich kommen Schmelzsicherungen für die Spannungen 15 V (Si_{503}), 33 V (Si_{501}) und 5 V (Si_{502}) zur Anwendung. Die Schichtdrehwiderstände R_{512} (15 V), R_{517} (—12 V) und R_{529} (5 V) dienen zur Einstellung der Ausgangsspannungen.

Transverter (Bild 8)

Die zum Betrieb der Oszillografenröhre benötigten Hochspannungen werden im Transverter erzeugt. Es kommt eine Gegentaktschaltung mit nachfolgender Spannungsverdopplung zur Anwendung. Zur Stabilisierung wird die heruntergeteilte Katodenspannung am Transistor T_{403} mit der Betriebsspannung 15 V verglichen. Der Transistor T_{402} arbeitet als Regelverstärker, T_{401} dient als Stellglied.

Steuereinheit für die Darstellung von Prozeßdaten auf dem Sichtgerät ANA

Dr.-Ing. HANS STEINHAGEN

Die Effektivität von Meßwerterfassungs- und Meßwertverarbeitungssystemen wird zunehmend durch die Kontroll- und Überwachungsmöglichkeiten des Menschen zur Steuerung von Prozessen bestimmt. Deshalb hat die Darstellung von Prozeßdaten auf flexiblen Darstellungsmedien eine große Bedeutung. Im folgenden Beitrag werden Schaltungsvarianten für eine Steuereinheit zur Darstellung von Prozeßdaten auf dem Sichtgerät ANA untersucht und für die wesentlichen Baugruppen einer Steuereinheit schaltungstechnische Lösungen vorgestellt.

Bei der Rationalisierung von Prozessen beliebiger Art hat die digitale Meßwerterfassung und -verarbeitung eine zentrale Bedeutung erlangt. Für die Wirksamkeit dieser Systeme spielt die Anzeige der automatisch erfaßten Meßwerte zur Kontrolle, Überwachung und Steuerung der Prozesse durch den Menschen eine wichtige Rolle. Die Anwendung von Festkörperanzeigeelementen ist bei größerem Umfang der anzuzeigenden Daten sowie wegen des begrenzten Zeichenvorrates in vielen Fällen unzweckmäßig. Diesbezüglich ist der Einsatz von Bildschirmsystemen wegen seiner Flexibilität und seines günstigen Preis/Leistungsverhältnisses bei mittlerem und großem Umfang der anzuzeigenden Prozeßdaten vorteilhaft.

Der VEB Robotron Elektronik Radeberg produziert das Sichtgerät ANA in mehreren Ausführungsformen vornehmlich für den Anschluß an Klein- und Mikrorechner. Dieses Sichtgerät ermöglicht die Anzeige von 256 Zeichen (acht Zeilen mit je 32 Zeichen) auf einem 31-cm-Bildschirm und ist prinzipiell auch für den Einsatz ohne zentrale Recheneinheit geeignet, da es über einen eigenen Zeichengenerator und einen Bildwiederholspeicher verfügt. Jedoch muß zwischen dem Meßwerterfassungs- und Meßwertverarbeitungssystem und dem Sichtgerät eine spezielle Steuereinheit angeordnet werden (Bild 1). Diese Steuereinheit hat die Aufgabe, die im allgemeinen parallel anliegenden Prozeßdatenworte zu serialisieren und die dazugehörigen Adressenworte sowie die Steuersignale für das Sichtgerät zu erzeugen. Des weiteren wird eine quasikontinuierliche Anzeige von Änderungen der Prozeßdaten gefordert.

Schaltungsvarianten

Zunächst ist es naheliegend, eine Steuereinheit mit einstufiger Datenwortselektion zu realisieren (Bild 2). Eine wesentliche Baugruppe ist ein achtstufiger binärer Adressenzähler, der bei Ansteuerung durch einen Taktgenerator ein achtstelliges binäres Adressenwort A_0 bis A_7 erzeugt, so daß damit die notwendigen 256 Adressenworte für das Sichtgerät bereitgestellt werden. Wird vorausgesetzt, daß die 256 anzuzeigenden Datenworte des Prozesses wort- und bitparallel in einem 4-Bit-BCD-Kode (falls nur numerische Zeichen darzustellen sind) bzw. in einem 6-Bit-Kode entsprechend den Spalten 2 bis 5 des 7-Bit-Kodes nach TGL 23 207/01 (bei Einsatz des Zeichengenerators LAT STANDARD im Sichtgerät) vorliegen, so sind 256 Datenauswahlleitungen notwendig, um nacheinander alle Datenworte aufzurufen. Dazu muß

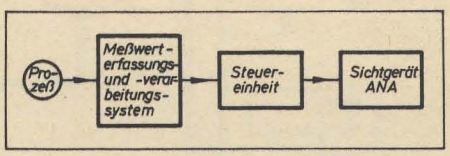


Bild 1: Prinzipielle Anordnung der Steuereinheit

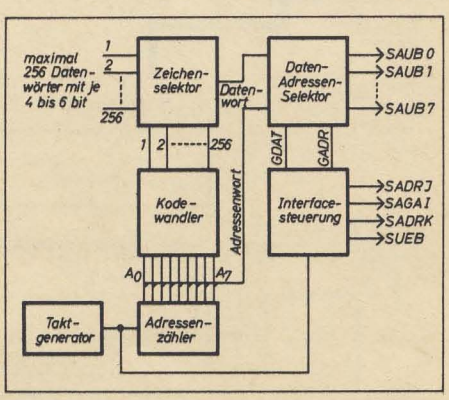


Bild 2: Blockschaltbild einer Steuereinheit mit einstufiger Datenwortselektion

zwischen Adressenzähler und Zeichenselektor ein Kodewandler geschaltet werden, der den achtstelligen Binärkode in einen 1:256-Kode transformiert. Das zu einem 8-Bit-Wort mit einer Festinformation ergänzte Datenwort und das Adressenwort werden einem Daten-Adressenselektor zugeführt, in dem durch zwei Auswahlleitungen GDAT und GADR bestimmt wird, ob sich auf den Datenleitungen zum Sichtgerät ANA ein Datenwort oder ein Adressenwort befindet.

Weiterhin ist es notwendig, in der Baugruppe Interfacesteuerung die für die Datenübernahme im Sichtgerät notwendigen Begleitsignale zu erzeugen. Dabei handelt es sich um

- das Einschreibsignal SUEB und das Adressierungssignal SAGAI, die jedes Daten- und Adressenwort begleiten
- das Datenladesignal SADRJ zum Laden des auf den Datenleitungen SAUB 0 bis SAUB 7 befindlichen Datenwortes in das Datenregister des Sichtgerätes sowie
- das Adressenladesignal SADRK zum Laden des auf den Datenleitungen befindlichen Adressenwortes in das Adressenregister des Sichtgerätes.

Die genauen Zeitbedingungen dieser Signale sind in [1] angegeben.

Die Steuereinheit mit einstufiger Datenwortselektion hat den Nachteil, daß der Schaltungsaufwand für den Kodewandler und den Zeichenselektor relativ hoch ist. Zum anderen erfordert die Datenstruktur auf dem Bildschirm eine ganz bestimmte Ordnung der anzuzeigenden Prozeßdaten. Aus diesen Gründen führt die zweistufige Datenwortselektion nach Bild 3 zu einer weniger aufwendigen Variante der Steuereinheit. Sie ist dadurch gekennzeichnet, daß dem Kodewandler nur die Adreßleitungen A_0 bis A_4 zugeführt werden. In diesem Wandler wird der fünfstellige Binärkode in einen 1:32-Kode transformiert. Die 32 Auswahlleitungen werden acht Zeichenselektoren zugeführt, wobei jeder Zeichenselektor die 32 Datenworte einer Zeile auf eine Datenleitung schaltet. Durch die Adreßleitungen A_5 bis A_7 wird im Zeilenselektor jeweils einer der acht Zeichenselektoren und somit jeweils Datenworte einer Zeile ausgewählt.

Eine Aufgabenstellung zur Realisierung der Anzeige eines speziellen Prozesses sah die Datendarstellung in einer vorbestimmten Tabellenform vor. Auf dem Bildschirm soll dargestellt werden:

- 1. Zeile – ein Tabellenkopf
- 2. Zeile – die dem Tabellenkopf zugeordneten, sich kontinuierlich ändernden numerischen Datenworte
- 3. bis 8. Zeile – die ebenfalls dem Tabellenkopf zugeordneten, zu bestimmten Zeitpunkten $n\Delta t$ ($n = 1; 2 \ldots$; z. B. $\Delta t = 60$ s) gespeicherten numerischen Datenworte. Im Falle $n > 6$ wird die aktuelle, gespeicherte Information in der Zeile mit der kleinsten Zeiteinheit $n_{min}\Delta t$ eingeschrieben.

Die auf diese Weise darzustellende Datenstruktur führt zu einem Übersichtsschaltplan (Bild 4), der statt acht Zeichenselektoren nur drei enthält. Im ersten Zeichenselektor werden die Datenworte für die Textzeile des Tabellenkopfes selektiert, während im zweiten die sich kontinuierlich ändernden Datenworte im 4-Bit-BCD-Kode ausgewählt werden. Dieser Kode wird durch Hinzufügen einer Festinformation zu dem entsprechenden 6-Bit-Kode ergänzt. Im dritten Zeichenselektor werden die gespeicherten Datenworte für die Zeilen 3 bis 8 des Bildschirmes selektiert. Der anschließende Zeilenselektor realisiert die Datenwortauswahl von den drei Zeichenselektoren.

Während die Zeichenselektoren, der Zeilen- wie auch der Daten-Adressenselektor in üblicher WIRED-OR-Schaltung und der Kodewandler in bekannter logischer Schaltung [2] ausgeführt werden können, ergeben sich für den Adressenzähler, die Interfacesteuerung und den Taktgenerator Besonderheiten, so daß diese Baugruppen näher erläutert werden sollen.

Adressenzähler

Der Adressenzähler arbeitet in zwei Regimen, die in Abhängigkeit von dem Zustandssignal St gesteuert werden.

Regime 1: (St = L)

Während des Prozeßablaufes werden keine Daten gespeichert, so daß nur die erste und zweite Zeile angezeigt werden. Für die dritte bis achte Zeile wird mit dem L im Zeilenselektor der Kode für das Leer-

Bild 3: Blockschaltbild einer Steuereinheit mit zweistufiger Datenwortselektion

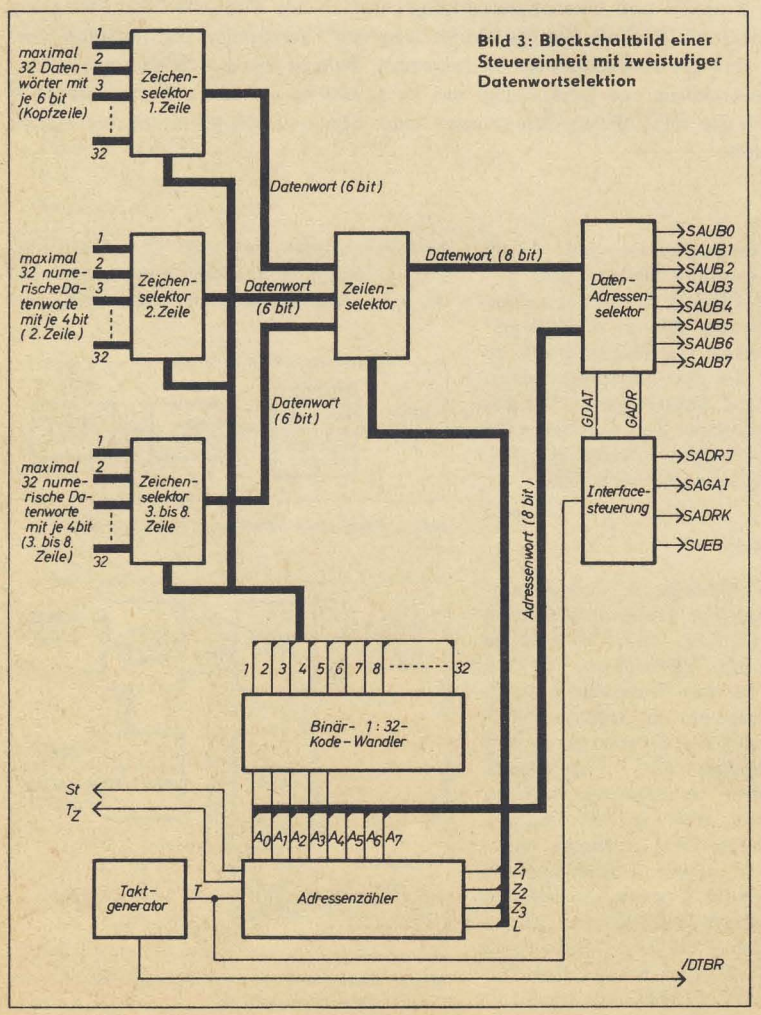
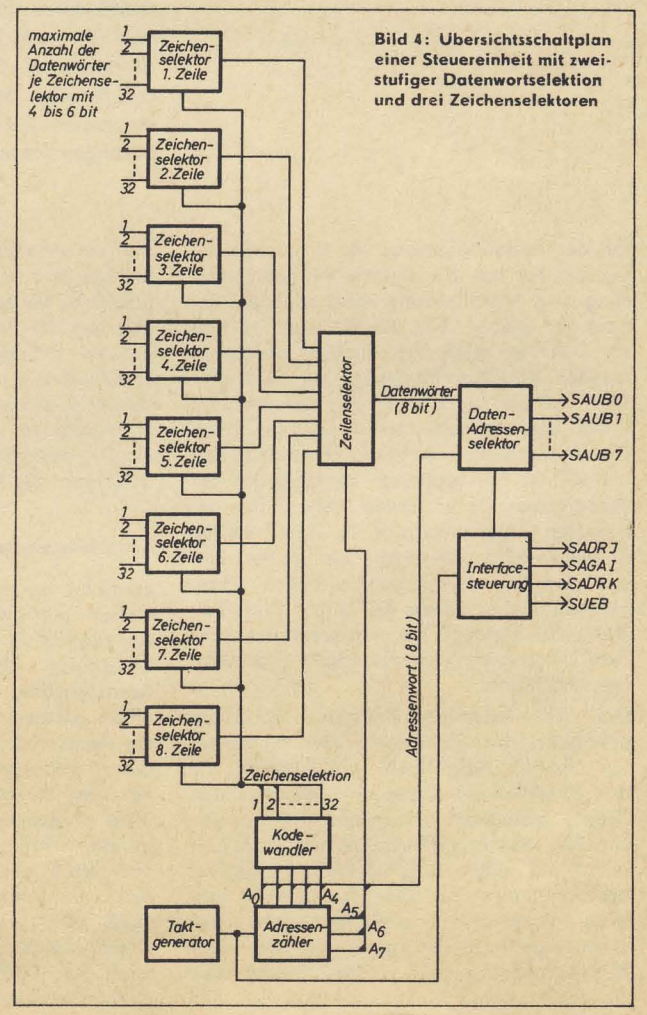


Bild 4: Übersichtsschaltplan einer Steuereinheit mit zweistufiger Datenwortselektion und drei Zeichenselektoren



ZEIT	KANAL	ELEVAT	AZIMUT	RANGE
0000	0000	03,82	13,68	000,70

ZEIT	KANAL	ELEVAT	AZIMUT	RANGE
2904	0000	02,06	14,72	044,41
2430	1002	02,33	14,79	032,59
2530	0366	02,25	14,71	034,81
2630	0339	02,19	14,67	037,11
2730	0832	02,18	14,64	039,42
2830	0000	02,12	14,68	041,87
2900	0000	02,06	14,72	044,41

Bild 5: Darstellungsstruktur der Arbeitsregimes. a) Regime 1; b) Regime 2

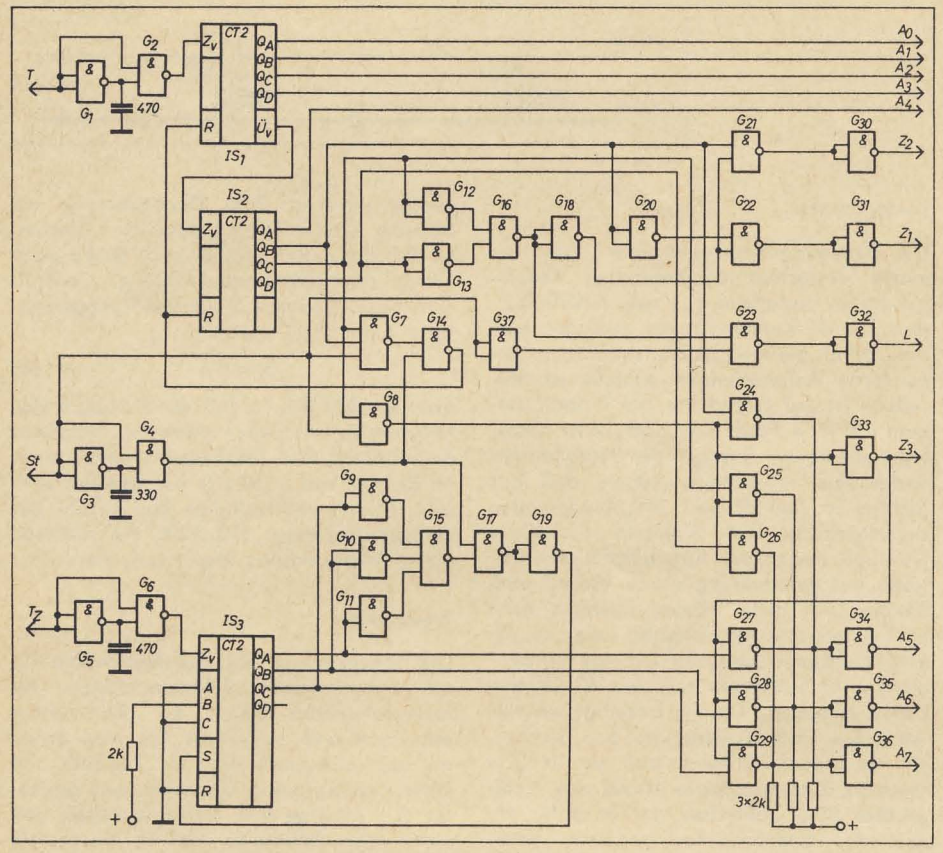


Bild 6: Adressenzähler

zeichen erzeugt. Es entsteht die Datenstruktur nach Bild 5a.

Regime 2: (St = H)

Neben den Daten der ersten und zweiten Zeile werden die in Zeitabständen von n lt aufeinander gespeicherten Daten in der dritten bis achten Zeile angezeigt (Bild 5b).

Im Regime 1 zählt der Hauptzähler (IS_1, IS_2 im Bild 6) von 0 bis 255. Neben dem Adressenwort A_0 bis A_7 werden drei Signale für die Steuerung des Zeilenselektors erzeugt:

Z_1 – Auswahlsignal der ersten Zeile, für die $A_5 = A_6 = A_7 = L$ gilt. Damit ist

$$Z_1 = \bar{A}_5 \bar{A}_6 \bar{A}_7 \qquad (1)$$

Z_2 – Auswahlsignal der zweiten Zeile, für die $A_6 = A_7 = L$; $A_5 = H$ gilt, so daß

$$Z_2 = A_5 \bar{A}_6 \bar{A}_7 \qquad (2)$$

L – Auswahlsignal des Leerzeichens, das für die Adressenpositionen 64 bis 255 erzeugt wird.

$$L = St(A_6 \vee A_7) \qquad (3)$$

Im Regime 2 zählt der Hauptzähler nur von 0 bis 95, indem er durch das Rücksetzsignal bei Erreichen der Position 96 zurückgesetzt wird.

$$R = St\, A_5\, A_6 \qquad (4)$$

Beim Durchlaufen der Adressen 64 bis 95 wird das Auswahlsignal für die dritte Zeile erzeugt:

$$Z_3 = St\, A_6 \qquad (5)$$

Dieses Signal bzw. dessen Negation bewirkt im Adressenzähler eine Modifikation des Adressenwortes bezüglich der Bitpositionen A_5, A_6 und A_7. Dazu ist ein weiterer dreistelliger Hilfszähler (IS_3) vorgesehen, der über seinen Setzeingang so gesteuert wird, daß er von zwei bis sieben zählt. Dieser Hilfszähler wird mit dem Takt T_Z für das Speichern der Prozeßdatenworte

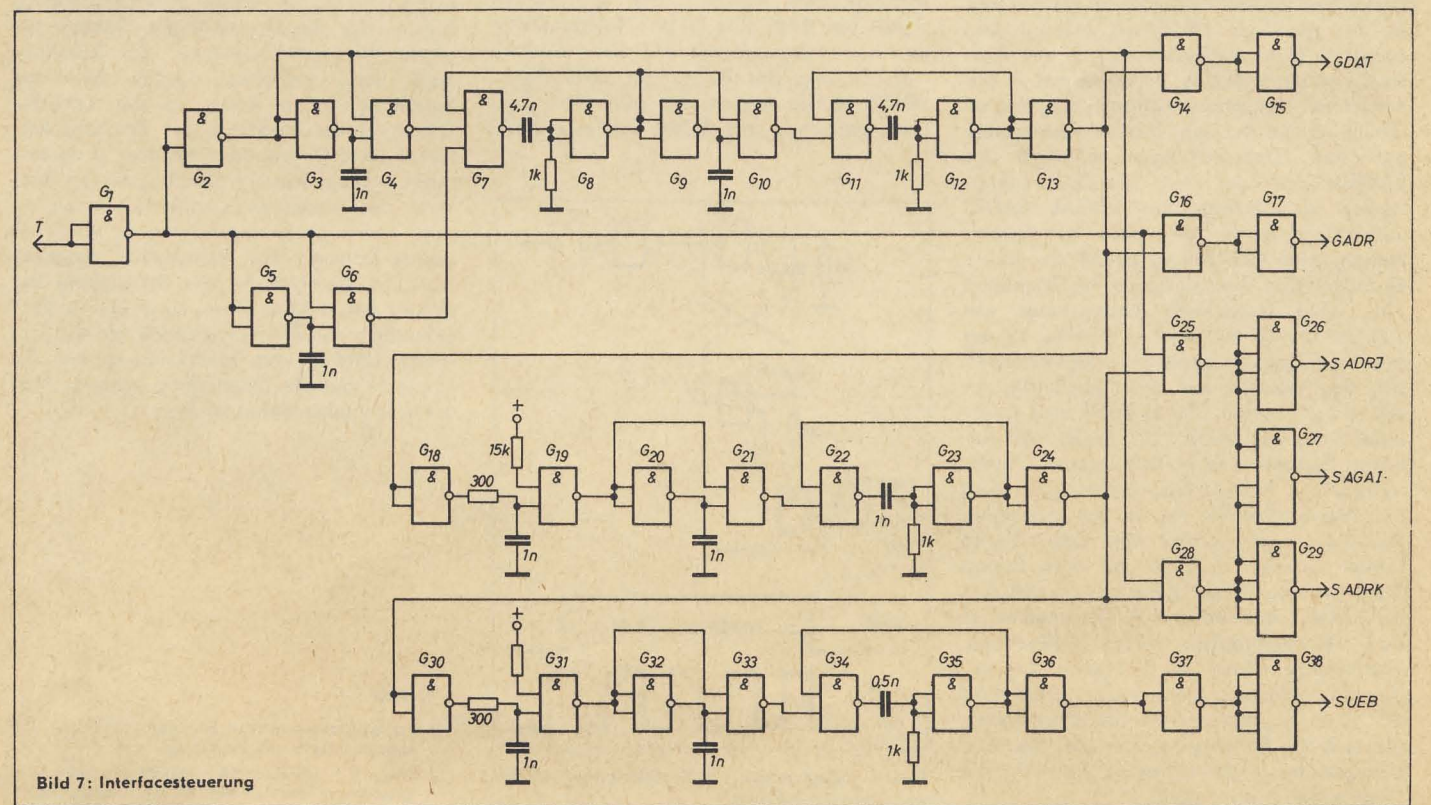


Bild 7: Interfacesteuerung

fortgeschaltet und gibt ein dreistelliges modifiziertes Adressenwort (A_{5M}, A_{6M}, A_{7M}) aus, das bei eingeschaltetem Z_3 an die Ausgänge A_5, A_6, A_7 gelangt. Durch diese Adressenmodifikation wird ein beliebiges Adressenwort der dritten Zeile des Hauptzählers in ein entsprechendes Adressenwort für die i-te Zeile (i = 3 bis 8) umgewandelt.

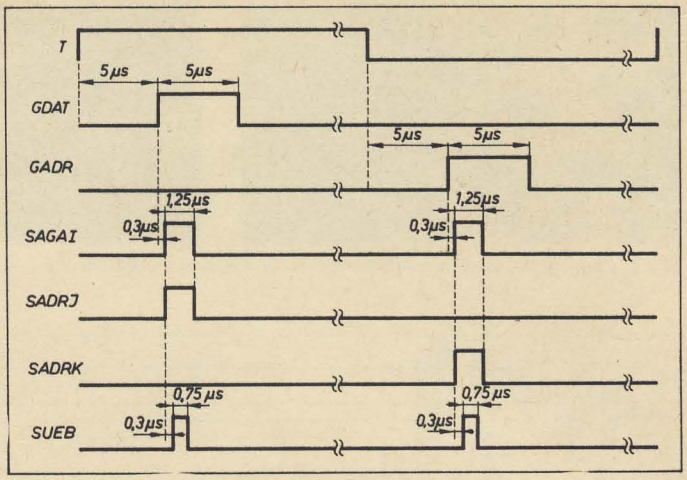
3. Zeile	X	X	X	X	X	L	H	L
4. Zeile	X	X	X	X	X	H	H	L
5. Zeile	X	X	X	X	X	L	L	H
6. Zeile	X	X	X	X	X	H	L	H
7. Zeile	X	X	X	X	X	L	H	H
8. Zeile	X	X	X	X	X	H	H	H

Auf diese Weise werden die Adressenworte in der Zeilenfolge 1, 2, i (i = 3 bis 8) bereitgestellt und zum Sichtgerät übertragen. Es wird damit erreicht, daß die in dem Bildspeicher übertragenen Datenworte der Zeichen j = 3 bis 8, j ≠ i gespeichert bleiben und dem Nutzer für den Zeitraum 5Δt zugänglich sind. Den Stromlaufplan des Adressenzählers zeigt Bild 6. Neben dem Haupt- und Nebenzähler sowie deren Ansteuerungen ist daraus die schaltungstechnische Realisierung der o. g. logischen Gleichungen und Zusammenhänge in TTL-Technik dargestellt.

Interfacesteuerung

In der Baugruppe Interfacesteuerung (Bild 7) werden aus dem Taktsignal T die Steuer-, Gültigkeits- und Begleitsignale für die Datenworte SAUB 0 bis SAUB 7 erzeugt. Dazu werden sowohl aus der positiven als auch aus der negativen Taktimpulsflanke Triggerimpulse abgeleitet (G_3 bis G_6), die durch das Monoflop (G_7, G_8) und den Impulsverkürzer (G_9, G_{10}) verzögert werden, so daß nach dem Monoflop (G_{11}, G_{12}) und dem Inverter (G_{23}) ein gegenüber den Taktflanken um 5 μs verzögerter Impuls der Breite 5 μs vorliegt. Das Signal GDAT wird in der positiven Taktphase erzeugt und dient im Daten-Adressenselektor zur Auswahl des Datenwortes, während das in der negativen Taktphase abgeleitete Signal GADR für die Auswahl des Adressenwortes auf den Datenleitungen SAUB 0 bis SAUB 7 verwendet wird. Die Datensteuersignale des Sichtgerätes SAGAI, SADRJ und SADRK werden gegenüber den Gültigkeitssignalen GDAT bzw. GADR um 300 ns verzögert und besitzen eine im Monoflop (G_{22}, G_{23}) festgelegte Impulsdauer von 1,25 μs. Das Signal SADRJ tritt nur in der positiven Taktphase mit dem Signal GDAT auf und bewirkt mit dem nochmals um 300 ns verzögerten Signal SUEB eine Übernahme des auf SAUB 0 bis SAUB 7 befindlichen Datenwortes in das interne Datenregister des Sichtgerätes. Dahingegen wird das Signal SADRK nur in der negativen Taktphase gemeinsam mit dem Signal GADR erzeugt. Es führt mit dem Signal SUEB zu einer Übernahme des auf SAUB 0 bis SAUB 7 befindlichen Adressenwortes in das Adressenregister des Sichtgerätes. Gleichzeitig erfolgt im Sichtgerät das Laden des Bildspeichers mit dem Datenwort des Datenregisters in die Speicheradresse, die sich im Adressenregister befindet. Die Zeitverhältnisse der einzelnen Steuersignale sind im Bild 8 dargestellt.

Bild 8: Zeitdiagramm der Interfacesignale



Taktgenerator

Die Erzeugung des Taktsignals T kann mit einem einfachen symmetrischen Impulsgenerator, bestehend aus zwei NAND-Gattern und RC-Kombinationen, realisiert werden, da an die Frequenzkonstanz keine besonderen Anforderungen gestellt werden. Jedoch ist auf Grund der bei Prozeßsystemen üblichen Forderung nach einer quasikontinuierlichen Anzeige der Prozeßdatenänderungen zu berücksichtigen, daß das Sichtgerät bei jeder Eingabeoperation dunkelgetastet wird. Während sich dieser Umstand wegen der Aperiodizität der Eingabe bei Ansteuerung durch Mikro- oder Kleinrechner nicht störend auswirkt, führt er bei periodischer Eingabe, wie sie für eine quasikontinuierliche Anzeige notwendig ist, zu Störungen auf dem Bildschirm. Diese Störungen können beseitigt werden, wenn die Datenübertragung zum Sichtgerät so organisiert wird, daß sie in eine ohnehin dunkelgetastete Phase des Sichtgerätes fällt. Besonders gut ist dafür die Zeit des Bildrücklaufes geeignet, deren Dauer 2,304 ms beträgt. Aus diesem Grund wird mit dem Signal /DTBR (Dunkeltastsignal bei Bildrücklauf) der Taktgenerator ein- bzw. ausgeschaltet. Bei einer direkten Ausschaltung des Taktes mit dem Signal /DTBR würde wegen der fehlenden Synchronität von T und /DTBR der letzte Taktimpuls während einer Dunkeltastung mit beliebig kleiner Taktimpulsbreite auftreten, so daß das Zeitdiagramm nach Bild 8 nicht immer realisiert werden könnte. Deshalb wird das Tastsignal S für den Taktgenerator aus der UND-Verknüpfung

$$S = \overline{\overline{B}\,\overline{X}} \qquad (6)$$

erzeugt (Bild 9a), so daß der Taktgenerator immer mit einer vollen positiven Taktphase ausschwingt. Die Taktfrequenz selbst kann im Bereich von 5...50 kHz frei gewählt werden. Damit wird lediglich die Anzahl der Zeichen festgelegt (10...100), die während eines Bildrücklaufes übertragen werden.

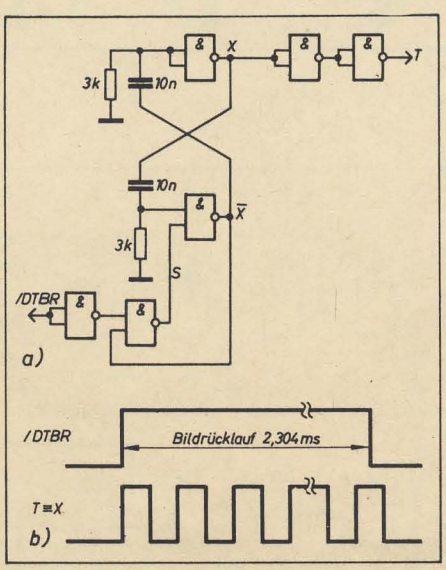


Bild 9: Taktgenerator. a) Stromlaufplan; b) Zeitdiagramm des Taktsignals

Ergebnisse

Die beschriebene Steuereinheit wurde für ein automatisches Erfassungssystem für meteorologische Daten der Atmosphäre entwickelt und aufgebaut. Sie wird dabei mit dem Sichtgerät ANA als Kontroll- und Überwachungsmittel eingesetzt und gestattet die Anzeige von Datenstrukturen, wie sie in den Bildern 5a und 5b dargestellt sind. Dabei ist die Anwendung der Steuereinheit nicht auf diesen Fall beschränkt, sondern für die Darstellung beliebiger digitaler Meßwerte geeignet. Als Tabellenkopf kann prinzipiell jedes beliebige Schriftfeld durch Änderung der L/H-Beschaltung der Eingänge des Zeichenselektors 1 (Bild 4), fest oder variabel programmiert, erzeugt werden. Durch spezielle Auswahl der einzelnen Zeichenselektoren ist jede beliebige Datenstruktur im vorgegebenen Rahmen des Sichtgerätes realisierbar. Die spezielle Art der Darstellung der dritten bis achten Zeile kann durch Vorschalten eines Zeichenselektors vor den Selektor (Bild 4) und Modifizierung des Signals T_Z auf die Darstellung weiterer Prozeßdaten ausgedehnt werden.

Literatur

[1] Betriebsdokumentation Sichtgerät ANA-000. VEB Robotron Elektronik Radeberg

[2] Kühn, E.; Schmied, H.: Handbuch Integrierte Schaltkreise. Berlin: VEB Verlag Technik 1979

Digital ansteuerbarer Thyristorsteller mit geringer Störstrahlung

Dr.-Ing. BURKARD FROMM und
Dipl.-Ing. PETER ZORN

Mitteilung aus der Sektion Informationstechnik der TU Dresden

Es wird eine Thyristoransteuerungsschaltung vorgestellt, die gegenüber dem Phasenanschnittprinzip mit weniger Aufwand realisiert werden kann und die sich durch geringere Oberwellenanteile des Stromes und verminderte Verlustleistung der Thyristoren auszeichnet.

Das Prinzip des Thyristorstellers nach Bild 1 besteht darin, daß der Stromkreis über den Lastwiderstand R_L stets für volle Perioden der Netzwechselspannung geschlossen wird. Die Zündung der Thyristoren erfolgt unmittelbar nach den Nulldurchgängen der Spannung. Durch Auslassen von Perioden der Netzwechselspannung kann der Mittelwert der an R_L umgesetzten Leistung eingestellt werden [1]. Im Gegensatz zur Phasenanschnittssteuerung werden große Stromflanken vermieden, und die Verlustleistung der Thyristoren wird während der Durchschaltzeit reduziert. Dieses Prinzip ist jedoch nur anwendbar, wenn die Frequenz der an R_L umgesetzten Momentanleistung kleiner als die Netzfrequenz sein darf. Außerdem kann die Leistung nicht stufenlos eingestellt werden.

Schaltungsbeschreibung

R_1, D_1, R_2 und T_1 bilden eine Impulsformerstufe, an deren Ausgang eine zur Netzwechselspannung phasenstarre Rechteckimpulsfolge bereitsteht (s. Bild 2). Wesentlich für die Funktion der Schaltung ist eine möglichst geringe Verzögerung zwischen den Nulldurchgängen der Netzwechselspannung und den Flanken der Rechteckimpulsfolge.

Mit der im Bild 1 angegebenen Dimensionierung ergibt sich eine Verzögerungszeit von etwa 15 μs. D_1 begrenzt während der positiven Halbwelle den Basisstrom von T_1 und überbrückt dessen Basis-Emitterstrecke während der negativen Halbwelle. Zwei JK-Trigger teilen die Rechteckimpulsfolge auf 25 Hz bzw. 12,5 Hz. Durch entsprechende Verknüpfung der Rechteckimpulsfolgen mit IS_3 wird erreicht, daß am Basiswiderstand von T_2 je nach Stellung des Schalters S_1 Übergänge von H- nach L-Potential und umgekehrt entweder bei jeder, jeder zweiten oder jeder vierten Periode der Netzwechselspannung erfolgen (s. Bild 2).

T_2 steuert den Übertrager an, der zur Potentialtrennung dient und gleichzeitig als Differenzierglied wirkt. Die sekundärseitig zur Verfügung stehenden Nadelimpulse zünden die Thyristoren. Je nach Stellung von S_1 wird an R_L die Leistung P_{max}, $P_{max}/2$ oder $P_{max}/4$ umgesetzt [$P_{max} = (220\,V)^2/R_L$]. Die Dimensionierung des Übertragers ist unkritisch. Im Funktionsmuster fand ein Kern M 42 Verwendung. Die Wicklungen bestehen aus Kupferlackdraht ∅ 0,1 mm (primär: 600 Wdg., sekundär: 2 × 400 Wdg.). Auf sorgfältige Isolation der Wicklungen ist zu achten. Richtige Polung ist Voraussetzung für die Funktionstüchtigkeit der Schaltung. R_4 und R_5 begrenzen die Höhe der Nadelimpulse. Die Zeit zwischen den Nulldurchgängen der Netzwechselspannung und den Zündzeitpunkten beträgt 70...80 μs. Dann hat die Spannung über den Thyristoren einen Wert von 7...8 V erreicht. Diese Verzögerungszeit wird hauptsächlich durch die induktive Last von T_2 verursacht.

Digitale Ansteuerung

Eine Ansteuerung des Thyristorstellers mit Digitalschaltkreisen ist relativ einfach möglich, z. B., indem der Schalter S_1 durch eine logische Schaltung ersetzt wird. Die unbenutzten Gattereingänge von IS_3 können dafür genutzt werden.

Wenn die Frequenzteiler durch weitere Stufen und durch Rückführungen ergänzt werden, so lassen sich für den Mittelwert der an R_L umgesetzten Leistung die verschiedensten Werte einstellen. Die vorliegende Schaltung kann also dem jeweiligen Anwendungszweck in relativ weiten Grenzen angepaßt werden. Für die eventuell notwendige Potentialtrennung bieten sich Optokoppler an.

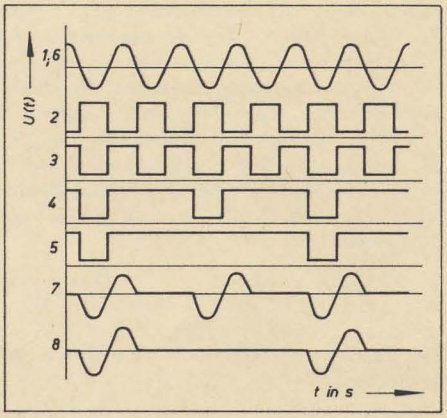


Bild 2: Impulsdiagramm für die Schaltung nach Bild 1.
1 Netzwechselspannung; 2 Spannung am Kollektor von T_1; 3, 4, 5 Spannungen an den Ausgängen von IS_2; 6, 7, 8 Spannungen an R_L (S_1 entsprechend in Stellung 1, 2 bzw. 3)

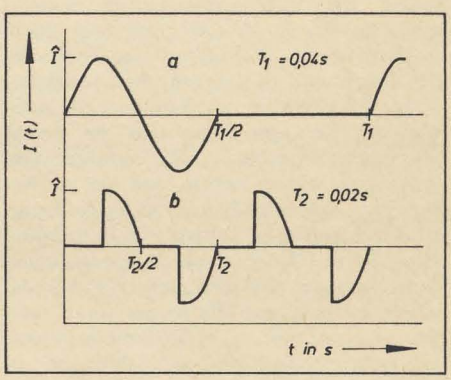


Bild 3: Idealisierter Verlauf des Stromes durch R_L für $P = P_{max}/2$ bei der Schaltung nach Bild 1 (a) und bei der Phasenanschnittssteuerung (b)

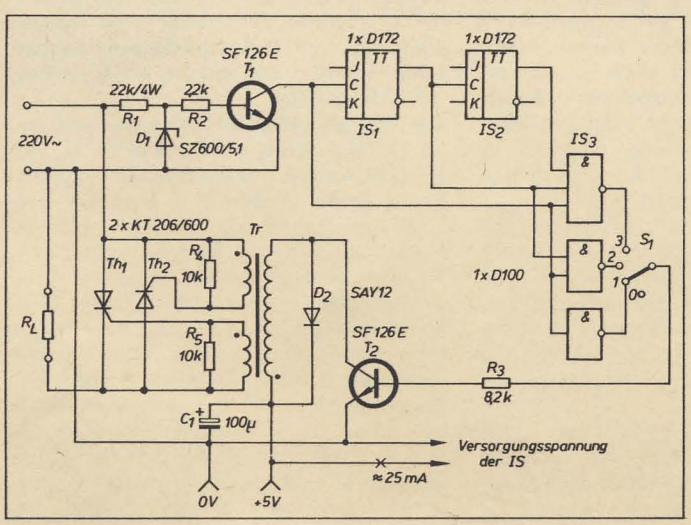


Bild 1: Schaltung des Thyristorstellers

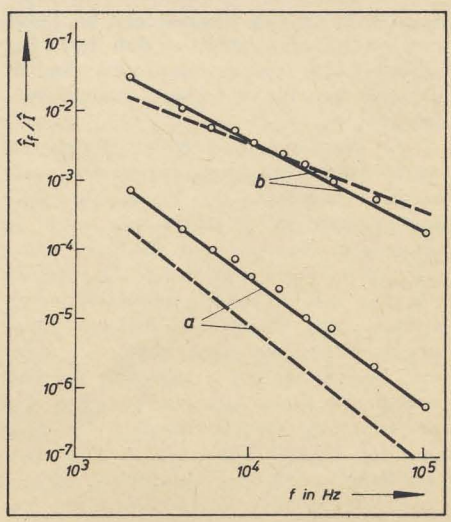


Bild 4: Amplitudenspektrum des Stromes durch R_L für $P = P_{max}/2$ bei der Schaltung nach Bild 1 (a) und bei der Phasenanschnittssteuerung (b). Durchgehende Linien – gemessene Werte; gestrichelte Linien – berechnete Werte ▶

Oberwellen des Stromes

Ein Hauptproblem bei der Verwendung von Thyristorstellern mit Phasenanschnittssteuerung ist ihre Entstörung. Auf Grund der steilen Einschaltflanken wird dem Netz ein oberwellenreicher Strom entnommen. Demgegenüber werden bei dem hier verwendeten Prinzip steile Einschaltflanken vermieden. Um eine Vorstellung von den prinzipiellen Unterschieden zwischen beiden Schaltungsarten zu gewinnen, wurde für den Fall $P_{max}/2$ an R_L eine Fourieranalyse des Stromes I(t) durchgeführt [2]. Dieser Rechnung liegen folgende Idealisierungen der einzelnen Impulsformen zugrunde: keine Zeitverzögerung zwischen den Nulldurchgängen der Netzwechselspannung und dem Zünden der Thyristoren bei der Schaltung nach Bild 1 und unendlich steile Einschaltflanken bei der Phasenanschnittssteuerung (Bild 3). I(t) kann dann wie folgt dargestellt werden:

$$I(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \left[b_k \sin\left(\frac{2\pi k}{T} t\right) + a_k \cos\left(\frac{2\pi k}{T} t\right) \right]$$

Für den Strom-Zeitverlauf nach Bild 3 (a) ergibt sich:

$$T = 0{,}04\ s$$

$$b_k = \begin{cases} \hat{I}/2 & \text{für } k = 2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad \text{und}$$

$$a_k = \begin{cases} \dfrac{-4\hat{I}}{\pi(k^2-4)} & \text{für } k = 1,3,5\ldots \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Die entsprechenden Größen der Phasenanschnittssteuerung lauten:

$$T = 0{,}02\ s$$

$$b_k = \begin{cases} \hat{I}/2 & \text{für } k = 1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad \text{und}$$

$$a_k = \begin{cases} -\hat{I}/\pi & \text{für } k = 1 \\ \dfrac{2\hat{I}(1+k)}{\pi(k^2-1)} & \text{für } k = 3,7,11\ldots \\ \dfrac{2\hat{I}(1-k)}{\pi(k^2-1)} & \text{für } k = 5,9,13\ldots \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Es wird deutlich, daß die Amplituden der Oberwellen für große k bei der Schaltung nach Bild 1 mit $1/k^2$ abnehmen. Dagegen erfolgt der Abfall bei der Phasenanschnittssteuerung nur mit dem Faktor 1/k. Bild 4 zeigt einen Vergleich zwischen den Oberwellenanteilen des Stromes bei beiden Ansteuerarten (I_f ist die Amplitude der Oberwelle mit der Frequenz f). Die Spektren wurden durch Messung des Spannungsabfalls an einem mit R_L in Reihe liegenden Widerstand mit Hilfe eines selektiven Mikrovoltmeters (MV 60) bestimmt. Ein Vergleich macht deutlich, daß die Amplituden der Oberwellen bei dem hier verwendeten Ansteuerprinzip wesentlich geringer sind. Entsprechend der Fourieranalyse müßten sich die Amplituden bei 100 kHz um 72 dB unterscheiden. Experimentell ergibt sich ein Wert von etwa 51 dB.

Die Unterschiede zwischen den gemessenen und berechneten Amplitudenspektren haben hauptsächlich zwei Ursachen: zum einen die Idealisierung der Impulsformen bei der Fourieranalyse, zum anderen werden, bedingt durch die Bandbreite des selektiven Mikrovoltmeters, stets mehrere Oberwellen bei der Messung erfaßt.

Literatur

[1] Morris, N. M.: Electronics for works electricians. McGraw-Hill Book Company 1976

[2] Philippow, E.: Taschenbuch Elektrotechnik, Band 1. Berlin: VEB Verlag Technik 1968

Zu einigen Tendenzen mikroelektronischer Bauelemente

Die Schwelle der achtziger Jahre in der Industrie der mikroelektronischen Bauelemente ist wesentlich gekennzeichnet durch die beherrschende Stellung der Technologie. Damit wird es möglich, die Fortschritte in der Entwicklung der Bauelemente während der siebziger Jahre und die darauf beruhenden Geräte- und Verfahrensentwicklungen voll zu nutzen und sie zur Anwendung, d. h. zum Einsatz in vielen Bereichen des täglichen Lebens – z. B. Konsumgüter, Nachrichtentechnik, Rationalisierung – zu bringen. Als Beispiele für Bauelemente seien 16-Bit-Mikroprozessoren, Einchip-Mikrorechner, M-bit-Bubblespeicher und Lichtleitfasern zur Nachrichtenübertragung genannt.

Zunächst ist nach wie vor die n-MOS-Technologie in ihren vervollständigten Verfahren wie Projektionslithografie, Trockenplasmaätzen u. a. die beherrschende Technologie. Es gelang, Kanallängen bis herab zu 2 µm zu beherrschen, so daß damit bezüglich hoher Geschwindigkeiten die Ergebnisse der Bipolartechnik erreicht werden konnten.

In der Vergangenheit mußte festgestellt werden, daß Fertigungsprozesse eingesetzt wurden, die z. B. für den Einsatz derartiger Bauelemente in Konsumgütern oder in langsamen Rechnern und Regeleinrichtungen viel zu kostspielig waren. Das betrifft z. B. die VMOS-Technik, deren Weiterentwicklung bzw. Einsatz von wenigen Schaltungen abgesehen noch unklar ist. Deshalb besteht für die Entwicklung die Forderung, die bekannten Technologien wie n-Kanal-MOS, CMOS, bipolare für analoge und digitale Kreise wirksamer zu nutzen. Schwerpunkt der Entwicklung scheint nach wie vor die Weiterentwicklung der MOS-Technologie zu sein, wobei stärker als bisher der Kostenfaktor berücksichtigt werden muß. Ein wesentliches Problem ist die weitere Herabsetzung der Kanallänge in Anbetracht der geforderten hohen Geschwindigkeiten bei Mikroprozessoren und in den kritischen Gebieten bei Speichern. Diese Arbeiten haben zum Ziel, mit der weniger aufwendigen CMOS-Technik die technischen Werte der Bipolartechnik zu überbieten, zumal sich gezeigt hat, daß sich die Elementedichte durch entsprechende Prozeßschritte günstiger entwickelt hat als ursprünglich angenommen. So kann man mit zwei Polysiliziumschichten Kreuzungen von Leitungszügen innerhalb des Chips ermöglichen, was zu mehr Freiheiten in der Herstellung von Verbindungen und damit zu einer höheren Elementedichte führt. Ein weiterer Vorteil der CMOS-Technik sind der größere Arbeitsspannungsbereich von im allgemeinen 3 bis 12 V sowie die größere Rauschunempfindlichkeit. Damit wird auch der Einsatz von Batterien statt Netzbetrieb möglich. Angeboten wird bereits ein Mikroprozessortyp für eine Arbeitsspannung von 1...7 V, so daß eine Batterie, wie sie für Digitaluhren verwendet wird, eingesetzt werden kann. Die Fortschritte in dieser Technologie haben bereits verschiedene Hersteller veranlaßt, von der n-Kanal-Technik auf die CMOS-Technik für den Einsatz in Mikroprozessoren und Mikrorechnern umzurüsten. Damit kommen sie gleichzeitig der Forderung nach Senkung des Energieverbrauchs nach.

Auch in der I^2L-Technik konnten Fortschritte erzielt werden. Ihre bessere Beherrschung erbrachte z. B. eine Verdreifachung der Arbeitsgeschwindigkeit und eine wesentliche Verkürzung der Gate-Verzögerung. Trotzdem ist das Angebot an I^2L-Schaltkreisen noch gering.

Die Technologien werden insbesondere auch insoweit vervollkommnet, daß verschiedene Verfahren wie unipolar und bipolar mit ihren Varianten gleichzeitig auf einem Chip eingesetzt werden, um Einzelelemente weitestgehend in Subsysteme und Systeme zu integrieren. So werden z. B. 4-K-RAMs in n-Kanal-Technik mit CMOS-Peripherie gefertigt. Ein weiteres Beispiel ist ein japanischer 13-Bit-Analog-Digital-Konverter, bei dem neben der Anwendung der p-Kanal-MOS-Technik für den Sample-and-hold-Kreis Hochgeschwindigkeits-Bipolartransistoren als Ausgangstreiber wirken, während die eigentlichen logischen Kreise in I^2L-Technik ausgeführt sind. Zahlreiche Schaltkreise stellen daher bereits abgeschlossene Systeme dar, die bei kleiner werdender Geometrie eine größere Zahl von Funktionen beinhalten. Bearbeitung und Abgleich erfolgen dabei vielfach mit Laserstrahlen.

Um die geometrischen Abmessungen weiter herabzusetzen, werden Elektronen- und Röntgenstrahlen zum Bearbeiten eingesetzt. Beide haben jedoch ihre Grenzen: beim Elektronenstrahl durch die Streuung in der Deckschicht, beim Röntgenstrahl durch Halbschattenverzerrungen wegen der ungenügenden Bündelung des Strahls.

Noch im experimentellen Stadium ist die Ionenstrahllithografie für Submikrometerstrukturen, d. h. für Kanäle von etwa 1 µm Länge, um damit Gatterverzögerungen von nur etwa 1 ns zu erreichen. Ionenstrahlen streuen nicht so stark wie Elektronenstrahlen, und es sind im Gegensatz zu Röntgenstrahlen gebündelte Strahlen möglich. Da-

bei sind die Expositionszeiten mit Bruchteilen von Sekunden sehr kurz, so daß die Wafer-Durchlaufzeiten im wesentlichen von den mechanischen Bedingungen der Anlagen wie Einlegen, Justieren, Weitertransport der Wafer abhängen. Weitere Vorteile der Ionenstrahllithografie scheinen in Störungsfreiheit durch Beugung und Nahwirkungseffekte zu liegen. Außerdem ist der Einfluß von elektromagnetischen Streufeldern geringer als bei Elektronenstrahlen, und Sekundärelektronen, die in der Deckschicht erzeugt werden, haben nur eine geringe Energie; ihre freie Weglänge beträgt etwa 10 nm.

Um durch Ionenimplantation entstandene Schäden zu korrigieren, sind ebenfalls neue Verfahren in Entwicklung, die Vorteile gegenüber dem Hochtemperaturtempern bringen sollen: Laser- und Elektronenstrahltempern. Dabei zeichnet sich ab, daß beide Verfahren auch andere Prozeßschritte bei der Produktion von Schaltkreisen ablösen können. Ein Lasersystem läßt sich auch bei der Diffusion, beim Epitaxieren und beim Gettern, ein gepulster Elektronenstrahl ebenfalls beim Epitaxieren, ferner zum Eindiffundieren von Dotanten sowie zum Kontaktsintern einsetzen. Ein gepulster Strahl erhitzt die Oberfläche eines Silizium-Wafers mit einem einzigen Submikrosekundenpuls in einer Tiefe von nicht mehr als 1 µm, während der übrige Waferteil auf niedriger Temperatur bleibt.

Arbeiten mit CMOS-Struktur auf Saphirsubstrate werden ebenfalls weitergeführt. Diesem Verfahren sagt man eine Zukunft für den Fall voraus, daß die mögliche geringe Leistungsaufnahme und die höhere Packungsdichte gegenüber anderen Verfahren die höheren Substratkosten rechtfertigen. Ein weiteres Untersuchungsfeld ist der Einsatz von polykristallinem Silizium für Verbindungen und Widerstände innerhalb der IS. Verringerung der Emittergröße sowie der parasitären Kapazitäten und Herabsetzung der benötigten Energien sollen damit erreicht werden. Auch GaAs bleibt interessant, weil seine hohe Trägerbeweglichkeit eine etwa sechsfache Schnelligkeit der Schaltkreise gegenüber den mit den bekannten Werkstoffen bringen.

Aus vorliegenden Übersichten ergibt sich, daß die Weiterentwicklung der Technologien, d. h. der Prozeßschritte bei der Fertigung, aber auch die Untersuchungen an neuen Werkstoffen noch in vollem Gange sind. Durch die weitere Kombination mehrerer Technologien auf einem Chip ergeben sich immer neue Möglichkeiten, die wesentlichen Ziele wie höhere Dichte je Chip, geringere Leistungsaufnahme und bei Speichern geringere Zugriffszeiten bei gleichzeitiger Kostendegression zu erreichen. Ein Abschluß dieser Entwicklung und damit eine Einschätzung für eine Optimierung ist daher nicht oder zumindest noch nicht zu erwarten.

Dr. W. Rohde

Literatur

[1] Capece, R. P.: Semiconductors. Electronics 52 (1979) H. 22, S. 104–114
[2] Capece, R. P.: Memories. Electronics 52 (1979) H. 22, S. 124–134
[3] Posa, J. G.: Microprocessors and Microcomputers. Electronics 52 (1979) H. 22, S. 144–157
[4] Durniak, A.: Computers. Electronics 52 (1979) H. 22, S. 164–177
[5] Comerford, R. W.: Instruments. Electronics 52 (1979) H. 22, S. 180–186
[6] Biancomano, V.; Allan, R.: Components. Electronics 52 (1979) H. 22, S. 196–205
[7] Wolff, H.: Consumer. Electronics 52 (1979) H. 22, S. 210–215
[8] Mori, R.; Kita, Y.; Morishita, I.: Microcomputer applications in Japan. Computer 12 (1979) H. 5, S. 64–79

Wir lernten kennen

Herrenarmbanduhr Kaliber 22

Die Digitalarmbanduhr Kaliber 22 aus dem VEB Uhrenwerke Ruhla besitzt eine Flüssigkristallanzeige, deren Ziffern etwa 4 mm hoch sind. Der Anzeigeumfang beträgt 24 Stunden, folgende Informationen sind abrufbar: Tageszeit mit Sekunden, Datum (Tag, Monat, Anzahl der Jahre nach dem letzten Schaltjahr), Wochentag. Darüber hinaus verfügt die Uhr über zwei Stoppfunktionen, Split und Additionsmessen. In der Betriebsart Split können Zwischenzeiten ermittelt werden, wobei die Uhr bei stehender Anzeige weiterläuft. Wird die Uhr als Additionsstoppuhr betrieben, so wird sie bei Stopp angehalten, nach nochmaligem Start zählt sie mit der zuletzt angezeigten Zeit weiter. Für die Bedienung der Uhr stehen vier kleine Druckknöpfe zur Verfügung. Einer ist für die Beleuchtung der Anzeige vorgesehen, mit einem weiteren werden die Stoppfunktionen und bei Neuprogrammierung die zu programmierenden Bereiche gewählt, Start und Stopp werden beim Stoppuhrbetrieb mit einem eigenen Druckknopf ausgelöst. Ein versenkter und nur mit einem spitzen Gegenstand (z. B. Kugelschreiber) zu bedienender Schalter dient der Synchronisation, dem Löschen aller Informationen und der Neuprogrammierung; eine Fehlbedienung ist ausgeschlossen. Die Anzeige ist kontrastreich, die Siebensegmentziffern sind gut ablesbar.

Die Programmierung ist erfreulich unkompliziert. Von 12.00 ausgehend wird jeder Bereich (Schaltjahr, Monat, Wochentag, Datum, Stunde, Minuten mit Sekunden) einzeln eingestellt. Dabei muß der versenkte Stellknopf so lange gedrückt werden, bis die gewünschte Zahl in der Anzeige steht, danach wird der nächste gewünschte Bereich gewählt. Das Weiterschalten der Zahlen erfolgt im Sekundentakt und selbständig. Zum gewünschten Zeitpunkt, z. B. mit Hilfe eines Rundfunkzeitzeichens, wird die Uhr gestartet. Bei einer zwischenzeitlichen Teil-Neuprogrammierung, wie sie z. B. die Einführung der Sommerszeit erforderlich machte, ist es nicht nötig, die gesamte Uhr neu zu programmieren. Es wird lediglich der gewünschte zu verändernde Bereich gewählt und mit Hilfe des Stellknopfes der neue Wert in die Anzeige gebracht. Beim „Zurückstellen" wird über 24 bzw. 00 gezählt, ein Überlaufen der Anzeige wirkt sich auf Datum, Wochentag usw. nicht aus. Alle übrigen Werte bleiben erhalten, wobei die Uhr weiterläuft. Bedauerlicherweise wird vom Hersteller in der Bedienungsanleitung nicht auf diese Betriebsart hingewiesen.

Foto: Krause

Die Ganggenauigkeit ist sehr hoch, innerhalb eines Monats betragen die Abweichungen nur —2 s, sie sind auf Schwankungen der Umgebungstemperatur zurückzuführen. Bei Uhren mit derartiger Genauigkeit tritt beim Benutzer ein gewisser „Spieleffekt" auf, der sich in einer Kleinlichkeit hinsichtlich der genauen Zeit äußert, die sonst keineswegs vorhanden ist. Innerhalb des Bereiches von —36...23 s läßt sich eine Synchronisation der Sekunden auf 00 durchführen, wobei die weitere Zeit erhalten bleibt. Erschütterungen hatten keinen Einfluß auf die Genauigkeit der Uhr, ebenso wurden Auswirkungen von Magnetfeldern, wie sie z. B. in der Nähe von elektrisch betriebenen Verkehrsmitteln auftreten, nicht bemerkt. Sporadisch stellte sich allerdings des öfteren die erste Stoppfunktion selbständig ein, ohne daß die Ursache festgestellt werden konnte. Ob die Uhr wassergeschützt ist, geht aus der Bedienungsanleitung nicht hervor, in dem uns übergebenen Erprobungsvertrag warnte der Hersteller allerdings vor Wassereinwirkung.

Fachbücher

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Elektrotechnik – Elektronik

Englisch – Deutsch

Herausgegeben von Prof. Dr. sc. techn. P.-K. Budig
VEB Verlag Technik Berlin 1980
2. Auflage, 722 Seiten
Kunstleder 55,– Mark
Bestellnummer 552 228 3

Die erste Auflage des Technik-Wörterbuches Elektrotechnik – Elektronik war schnell vergriffen, so daß die nunmehr vorliegende zweite, durchgesehene Auflage eine Bedarfslücke schließt und vielen Interessenten die Möglichkeit bietet, ein umfassendes Nachschlagewerk der Elektrotechnik/Elektronik zu erwerben. In der zweiten Auflage sind eine Reihe von Druckfehlern und Ungenauigkeiten korrigiert worden. Neue Fachbegriffe konnten wegen des fotomechanischen Reproduktionsverfahrens nicht aufgenommen werden, das bleibt einer späteren Neubearbeitung vorbehalten. So umfaßt das vorliegende Wörterbuch wiederum 60 000 Fachbegriffe aus vielen Gebieten der Elektrotechnik und Elektronik, die nach dem bewährten Nestsystem geordnet sind, so daß eine gute Übersichtlichkeit über alle zu einem Oberbegriff gehörenden Fachwörter gegeben ist. Alles das, was bereits zur ersten Auflage gesagt wurde, läßt sich auch auf die zweite Auflage übertragen: es liegt ein Wörterbuch vor, das viele Freunde finden wird.

H. Bergmann

W. Meiling

Mikroprozessor – Mikrorechner

Funktion und Anwendung

2., bearbeitete und erweiterte Auflage
Akademie-Verlag Berlin 1979
215 Seiten, 46 Bilder, 15 Tafeln
Broschur 21,– Mark

Gegenüber anderen Veröffentlichungen zur Thematik Mikroprozessoren wird der Leser im vorliegenden Buch kontinuierlich und sehr anschaulich unter dem Gesichtspunkt der Realisierung von Aufgaben in die neue Technik eingeführt. Dadurch gelingt es auch dem Autor, den so wichtigen Zusammenhang von Hard- und Software ständig zu demonstrieren. Ein weiteres Merkmal ist die Breite und die dennoch an wesentlichen Stellen erzielte Tiefe der Darlegungen.

Im Abschnitt „Verdrahtungs- oder speicherprogrammierte Logik" wird der Leser durch einfache Beispiele in die Besonderheiten der Programmtechnik eingeführt und erhält einen Einblick in die Merkmale der Realisierungsmöglichkeiten von Steuerungen, die heute einfache Gatterbausteine bis zu Kleinrechnern und Multiprozessorsystemen umfassen.

Nachfolgend werden Aufbau und Funktionsweise von Mikroprozessoren und Mikrorechnern dargelegt, wobei es gelingt, auch die Adressierungsarten, die Programmunterbrechungsbehandlung und die Dateneingabe und -ausgabe sehr anschaulich zu erläutern.

Der Abschnitt Programmierung vermittelt einen Überblick über die Programmentwicklung und dafür nötige Hilfsmittel.
Bei „ausgewählten Typenvertretern" werden die wichtigsten Merkmale der Mikroprozessoren U 808, 8080, Z 80, MCP 1600 und einiger Mikrorechner vorgestellt.
Ein weiterer Abschnitt vermittelt einige Anwendungsaspekte zur Prozeßdatenerfassung, bei der Laborinstrumentierung, beim CAMAC-System und zum Einsatz von Rechnerschaltkreisen. Hinweise zur Einsatzvorbereitung und über die Entwicklung der Mikroelektronik bilden den Abschluß.

Im Anhang findet der Leser u. a: den Befehlssatz der Mikroprozessoren U 808, 8080 und Z 80 sowie ein kleines englisch-deutsches Fachwortverzeichnis.

Das umfangreiche Literaturverzeichnis gibt auch Hinweise, geordnet nach Sachgebieten, z. B. Artikelreihen zur Mikroprozessortechnik, Veröffentlichungen zu Schaltkreisen, Mikrorechnern, Programmierung, Anwendungen, Aus- und Weiterbildung und zu Auswirkungen der Mikroelektronik.

Das Buch kann allen, die sich in die Mikroprozessortechnik einarbeiten wollen und die Anwendung vorbereiten, sehr empfohlen werden.

O. Pulow

A. I. Kriwonosow

Optoelektronische Einrichtungen

(Optoèlektronnye ustroistva)

Populärwissenschaftliche Radiobibliothek
Band 972

In russischer Sprache

Verlag Energija Moskau 1978
96 Seiten, 68 Bilder, 12 Tafeln
Broschur 2,– Mark

Wer schon einmal mit optoelektronischen Schaltungen experimentiert hat, weiß aus eigener Erfahrung den durch die Optoelektronik vorgegebenen technischen Fortschritt zu schätzen. Da dieses physikalische Prinzip schon heute durch die geschaffene Bauelementegrundlage in einem sehr breiten Frequenzbereich (0...100 MHz) eingesetzt werden kann, ergeben sich für den Geräteentwickler völlig neue Aspekte bei der Lösung der traditionellen galvanischen und elektromagnetischen Verbindungen von Geräten und Baugruppen. Es ist deshalb nicht verwunderlich, daß die Nachfrage nach technischer Literatur über dieses Fachgebiet ständig ansteigt.

Die vorliegende Broschüre ist eine sehr umfangreiche Sammlung optoelektronischer Schaltungen. Theoretische Grundlagen wurden nur so weit eingeflochten, wie sie für das Verständnis der Grundbauelemente benötigt werden. Da die Broschüre für einen breiten Leserkreis geschrieben wurde, sind mathematische Darlegungen ebenfalls weitestgehend vermieden worden. Die Stoffgliederung wurde nach den vorgegebenen Bauelementen (Strahlungsempfänger, Strahlungssender, Optokoppler) und deren Anwendung in analogen und digitalen Einrichtungen vorgenommen.

Im ersten Abschnitt über fotoelektronische Strahlungsempfänger werden der Fotowiderstand, die Fotodiode, der Fototransistor und der Fotothyristor anhand konkreter Bauelementetypen aus sowjetischer Produktion vorgestellt. Die Erläuterungen werden durch die Angabe der Bauform, der Anschlüsse und einiger Kennlinien wirkungsvoll ergänzt. Aus zusammengefaßten Tafeln können weitere elektrische Kennwerte für ganz konkrete Bauelementetypen entnommen werden. In dieser Hinsicht stellt die Broschüre auch eine wichtige Anwenderinformation dar. Als Anwendungsgebiete des Strahlungsempfängers werden in vielen Beispielen Leistungsschalter, Kippschaltungen, logische Gatter, Überwachungsschaltungen, automatische Helligkeitsregelung bei Fernsehgeräten und Fernsteuerungen besprochen.

In der gleichen Art sind auch die Ausführungen über die Strahlungssender aufgebaut. Eingegangen wird auf Glühlampen, Lumineszenzdioden und Ziffernanzeigebaugruppen. Die Schaltungsbeispiele dazu beziehen sich auf Schaltungen für Prüfstifte, Anzeigetableaus, Abstimmanzeigen und zur Spannungsüberwachung.

Der Abschnitt über Optokoppler gibt einen Einblick in die in der Sowjetunion produzierten Typen und deren Anwendung, z. B. in Modulatoren, logischen Gattern, Zeitgebern, Reglern, Bandstoppeinrichtungen bei Magnetbandgeräten u. a.

Durch die zusätzlich gegebenen Dimensionierungshinweise wird der Leser in die Lage versetzt, jede Schaltung seinen Bedingungen anzupassen.

Zum tieferen Eindringen in die Grundlagen der Optoelektronik kann der Leser dem Literaturverzeichnis Hinweise entnehmen. Der Rezensent möchte besonders auf das Buch „Optoelektronik" von J. R. Nosov, Verlag Sowjetskoje Radio, Moskau 1977, hinweisen.

G. Turinsky

Impulsformerschaltung mit IS D 150 C/D 151 C

Flankengetriggerte Impulsformerschaltungen haben den Vorteil, daß die am Ausgang abgegebene Impulsdauer von der Eingangsimpulsdauer unabhängig ist. Mit diesen Schaltungen ist sichergestellt, daß die Vorderflanke des Ausgangsimpulses in einem festen Zusammenhang mit der Triggerflanke steht und der Zeitpunkt des Erscheinens der Rückflanke von einem unabhängigen Zeitkreis bestimmt wird. Unter gleichen Voraussetzungen ist die Toleranz der Ausgangsimpulsdauer deshalb kleiner als bei zustandsgetriggerten Kippschaltungen. Bild 1 zeigt eine Impulsformerschaltung auf der

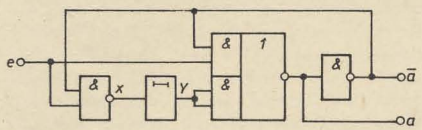


Bild 1: Monostabile Kippschaltung mit AND-OR-Inverter

Basis eines AND-OR-Inverters und einer Verzögerungsbaugruppe. Die Schaltung gibt auf einen negativen Triggerimpuls am Ausgang a einen positiven Impuls der Dauer t_p ab. Eine negative Eingangsflanke erzeugt am Ausgang a nach der Schaltzeit t_{DLH} einen L-H-Sprung, der gleichzeitig die Vorderflanke des Ausgangsimpulses darstellt. Nach der Schaltzeit t_{DHL} des Inverters erscheint diese Flanke in negierter Form am oberen AND-Eingang des AND-OR-Inverters und hält dessen Ausgang auf H-Potential. Frühestens zu diesem Zeitpunkt kann der Triggerimpuls am Eingang entfernt werden. Die negative Eingangsflanke gelangt auch zeitverzögert über das geöffnete Zweier-NAND und die Verzögerungsbaugruppe zum zweiten AND-Eingang des AND-OR-Inverters. Da in dieser Kette eine Negation wirksam ist, wird der AND-OR-Inverter durch die eintreffende L-H-Flanke am Ausgang auf L-Potential geschaltet, d. h., nach dessen Schaltzeit t_{DHL} setzt die Rückflanke des Ausgangsimpulses ein. Die Impulsdauer ergibt sich aus

$$t_{pa} = t_V + t_{DHL}$$

Das Zeitdiagramm zu dieser Schaltung ist im Bild 2 dargestellt. Ein neuer Triggervorgang darf erst erfolgen, wenn am Ausgang der Verzögerungsbaugruppe wieder L-Potential liegt. Bei einem RC-Tiefpaß als Verzögerungsbaugruppe ist das nach der Entladung des Kondensators. Im Zeidiagramm ist das symbolisch durch den Zeitpunkt t_1 dargestellt. Die Verzögerungsbaugruppe kann durch alle bekannten schaltkreisverträglichen Lösungen (aktiv oder passiv) realisiert werden. Enge Toleranzen des Ausgangsimpulses ergeben sich mit passiven LC-Ketten oder HF-Leitungen.

G. Turinsky

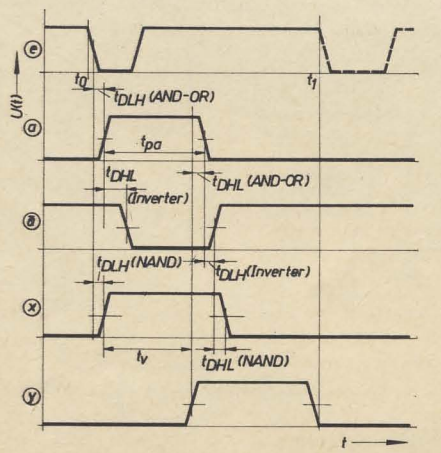


Bild 2: Zeitdiagramme zur monostabilen Kippschaltung im Bild 1

Integrierbare Referenzspannungsquelle

Für die zuverlässige Funktion eines hochintegrierten ECL-Schaltkreises werden zusätzlich zu den Logikgattern hochstabile Referenzspannungsquellen auf dem Halbleiterchip benötigt. Der Betrag der Referenzspannung bestimmt die Umschaltschwelle und das Niveau des oberen und unteren Logikpegels. Die Stabilität der Referenzspannung beeinflußt den statischen Störabstand.

Die Haupteinflußfaktoren auf die Stabilität der Referenzspannung sind die Umgebungstemperatur und der Belastungsstrom. Beide Größen verändern die Basis-Emitterspannung der Transistoren in der Referenzspannungsquelle.

Eine sehr häufig anzutreffende Schaltung einer Referenzspannungsquelle zeigt Bild 1a. Der Transistor T_1 wird in Kollektorschaltung betrieben. Die Dioden D_1 bis D_m sind für die Verbesserung der Temperaturabhängigkeit der Referenzspannung vorgesehen. Für eine vorgegebene Versorgungsspannung U_t und eine gewünschte Referenzspannung U_{ref} gibt es eine optimale Anzahl Dioden, die eine maximale Temperaturstabilität von U_{ref} gewährleistet. Wie in [1] nachgewiesen wurde, ergibt sich unter den Annahmen $U_{F1} = U_{Fm} = U_{BE}$; $\beta_N + 1 \approx \beta_N$ für die Referenzspannung folgender Zusammenhang mit den Schaltungsgrößen im Bild 1a

$$U_{ref} = \frac{U_t\left(1+\frac{R_2}{R_2\beta_N}\right) + U_{BE}\left(m-1-\frac{R_2}{R_1}\right) - \frac{I_L R_2}{\beta_N}}{1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_2}{R_3\beta_N}} \quad (1)$$

und mit den Schaltungsgrößen der verbesserten Lösung im Bild 1b

$$U_{ref} = \frac{U_t\left(\frac{R_1}{R_2}+\frac{R_1}{R_3\beta_N}\right) + \frac{R_1}{R_2}(m-1)U_{BE} - \frac{I_L R_1}{\beta_N}}{+1\frac{R_1}{R_2}+\frac{R_1}{R_3\beta_N}} \quad (2)$$

wobei I_L der Belastungsstrom ist.

Der Einfluß der einzelnen Schaltungsgrößen auf die Referenzspannung läßt sich über das totale Differential bestimmen. Für beide Schaltungen gilt allgemein

$$\Delta U_{ref} = \frac{\partial U_{ref}}{\partial U_t}\Delta U_t + \frac{\partial U_{ref}}{\partial U_{BE}}\Delta U_{BE} + \frac{\partial U_{ref}}{\partial r}\Delta r + \frac{\partial U_{ref}}{\partial \beta_N}\Delta\beta_N + \frac{\partial U_{ref}}{\partial I_L}\Delta I_L \quad (3)$$

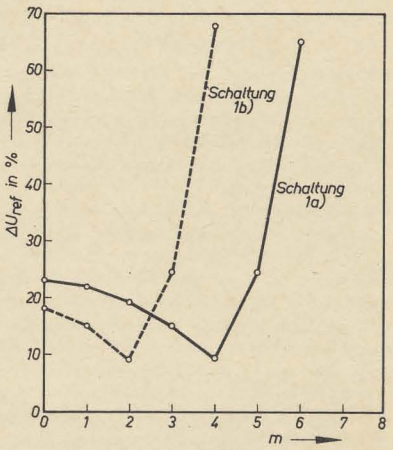


Bild 2: Stabilität der Referenzspannung als Funktion der Anzahl der Dioden

Es bedeuten $r = R_i/R_j$ ein beliebiges Widerstandsverhältnis, $\Delta r = \Delta(R_i/R_j)$ Änderung des Widerstandsverhältnisses.

Für eine quantitative Abschätzung der Stabilität der Referenzspannung in beiden Schaltungen wurden folgende reale Toleranzen zugrundegelegt:

$U_t = -5{,}0\ V \pm 5\ \%$
$U_{ref} = 1{,}25\ V$
$U_{BE} = (0{,}75 \pm 0{,}2)\ V$
$\beta_N = 40 \pm 25$
$\Delta I_L = \pm 2\ mA$
$\Delta r = \pm 5\ \%$.

Die Rechenergebnisse sind im Bild 2 grafisch dargestellt. Für beide Schaltungen gibt es ein deutliches Minimum der Schwankung der Referenzspannung in Abhängigkeit von der Anzahl der Dioden. Die Minima liegen bei den Werten:

Schaltung Bild 1a $m = 4$; $\Delta U_{ref} = 9\ \%$
Schaltung Bild 1b $m = 2$; $\Delta U_{ref} = 8{,}7\ \%$.

In der Tafel sind noch einmal alle Einflußfaktoren einzeln für die Minima dargestellt. Wie diese Ergebnisse zeigen, ist der Anteil des U_{BE}-Einflusses sehr gering; bei der zweiten Schaltung ist er nicht vorhanden. Diese Unabhängigkeit der Referenzspannung von U_{BE}-Änderungen ist nur gegeben, wenn die Anzahl der Dioden und die Referenzspannung folgenden Gleichungen genügen:

$$m = \frac{R_2}{R_1} - 1 \quad (4)$$

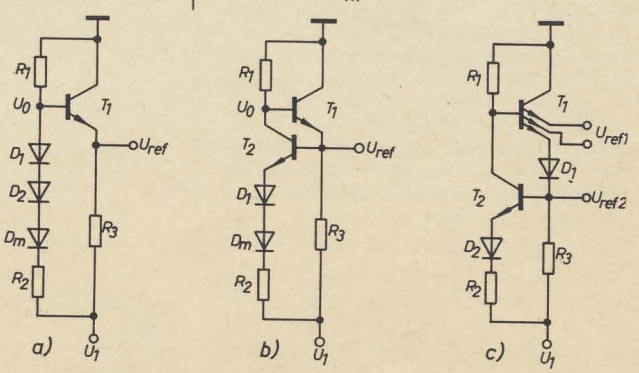


Bild 1: Referenzspannungsquellen. a) herkömmliche Schaltung; b) verbesserte Schaltung mit Rückführungstransistor; c) verbesserte Schaltung in integrierbarer Form und zwei Referenzspannungsniveaus

Einflußfaktoren auf die Stabilität der Referenzspannung in %

	$\frac{\partial U_{ref}}{\partial U_t}\Delta U_t$	$\frac{\partial U_{ref}}{\partial U_{BE}}\Delta U_{BE}$	$\frac{\partial U_{ref}}{\partial r}\Delta r$	$\frac{\partial U_{ref}}{\partial \beta_N}\Delta\beta_N$	$\frac{\partial U_{ref}}{\partial I_L}\Delta I_L$	ΔU_{ref}
Bild 1a ($m = 4$)	4,92	−0,32	1,71	0,67	2,02	9,0
Bild 1b ($m = 2$)	5,04	0	1,68	0,015	2,0	8,7

$$U_{ref} = \frac{U_1\left(\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_1}{R_3\beta_N}\right) - \frac{I_L R_1}{\beta_N}}{1 + \frac{R_1}{R_2}\frac{R_1}{R_3\beta_N}} \quad (5)$$

Für $\beta_N \to \infty$ folgt aus Gl. (5)

$$\frac{U_1}{U_{ref}} = \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (6)$$

und daraus abgeleitet für $R_1 = R_2$ und $m = 0$

$$U_{ref} \approx 0{,}5\, U_1 \quad (7)$$

Als weiterer Vorteil der zweiten Schaltung ist der geringe Einfluß der Stromverstärkung β_N auf die Referenzspannung zu bemerken. Dieses erklärt sich daraus, daß β_N im entsprechenden Glied des totalen Differentials im Nenner mit dem Quadrat eingeht.

In gestaffelten ECL-Schaltungen werden mehrere Referenzspannungen benötigt, die sich um eine Basis-Emitterspannung unterscheiden. Im Bild 1c ist dazu auf der Basis der Schaltung Bild 1b eine Lösung für zwei Referenzspannungen angegeben. Diese Version ist integrationsfreundlich. Wird $U_{ref1} = -1{,}25$ V gewählt, dann liegt die zweite Referenzspannung bei $U_{ref2} = -2{,}0$ V. Diese Spannungsverschiebung ergibt sich über die Diode D_1 $U_{ref2} = U_{ref1} - U_{BE} = 2{,}0$ V. Das Gesamtverhalten dieser Schaltung entspricht der Lösung im Bild 1b.

Literatur

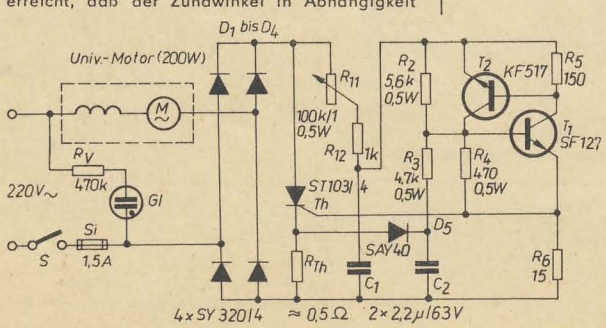
[1] Kratschjan, S. O.: Projektirovanie lititčeskich ustrojstv ЭВМ na nejronnych elementach. Moskau: Verlag Energija 1977

Einfacher Thyristorsteller mit Regeleigenschaften

Einfache elektronische Wechselstromsteller haben eine weite Verbreitung gefunden. Nachteil dieser Steller ist, daß der Zündwinkel auch bei veränderlicher Last konstant bleibt. Das bedeutet zum Beispiel beim Anschluß eines Universalmotors (Handbohrmaschine), daß sich die Drehzahl in Abhängigkeit von der Last ändert. Da komplette Drehzahlregelungen, die üblicherweise die drehzahlabhängige Ankergegenspannung ausnutzen, meist zu aufwendig sind und außerdem einen Eingriff in die Maschine erfordern, soll nachfolgend eine einfache Variante für verminderte Anforderungen dargestellt werden.

In der im Bild aus RCA-Applikationsberichte über Thyristoren gezeigten speziellen Variante eines Wechselstromstellers wird der Universalmotor einmal direkt und einmal über eine Gleichrichterschaltung (D_1 bis D_4) mit dem Wechselstromnetz verbunden. Im Diagonalzweig der Gleichrichterschaltung befindet sich als gesteuerter elektronischer Schalter der Thyristor Th mit einem Reihenwiderstand R_{Th}. Die Spannung über dem Thyristor wird einem einstellbaren RC-Glied zugeführt. Ist die Spannung an C_1 so weit angestiegen, daß der in bekannter Schaltung ausgeführte komplementäre Trigger (T_1, T_2) einschaltet, wird der Thyristor gezündet. Insofern unterscheidet sich die Schaltung nicht wesentlich von bekannten Lösungen. Neuartig ist, daß der Motorstrom in Form des Spannungsabfalls an R_{Th} über die Diode D_5 am Kondensator C_2 eine bestimmte Spannung erzeugt. Diese Spannung gelangt über den Widerstand R_3 als zusätzliche Steuergröße an den komplementären Trigger. Auf diese Weise wird erreicht, daß der Zündwinkel in Abhängigkeit von der Last verändert wird, was einer einfachen Drehzahlregelung entspricht.

Die Dimensionierung der Schaltung ist sehr stark vom angeschlossenen Motor und dessen Leistungsaufnahme abhängig. Die angegebenen Dimensionierungswerte sind deshalb als grobe Richtwerte zu verstehen und in jedem Fall den konkreten Erfordernissen anzupassen.



Optoelektronik

● Die vielfältigen Möglichkeiten der Optoelektronik demonstriert ein neues Einsatzbeispiel, bei dem der Ladezustand von Bleiakkumulatoren in Kraftfahrzeugen ermittelt wird. Es beruht auf einer optoelektronischen Erfassung des Brechungsindex in Abhängigkeit von der Säuredichte. Da die verfügbare Batterieladung weiterhin temperaturabhängig ist, muß die Temperatur als zweite Meßgröße erfaßt und verarbeitet werden. In den Batterieverschlußstopfen wird eine aus Lichtquelle, Übertragungsweg und Fotowiderstand bestehende optoelektronische Strecke eingebaut. Über entsprechend verspiegelte Flächen wird dabei eine in Abhängigkeit vom Brechungsindex der Säure auftretende Reflexion erfaßt. Gleichzeitig kann dabei der Säurestand überprüft werden.

● Ein neuer optoelektronischer Sensor verwandelt ein zweidimensionales Bild durch eine entsprechende optische Einrichtung in ein quasieindimensionales Bild zur einfacheren weiteren Bildsignalverarbeitung. Damit steht ein billiger optoelektronischer Sensor zur Verfügung, der den Signalauswerteaufwand bisher üblicher zweidimensionaler Bildaufnahmeeinrichtungen wesentlich vereinfacht. Der mit „Optomat" bezeichnete optoelektronische Sensor kann auch zur Erkennung von Formen verschiedener Werkstücke in Industrierobotern eingesetzt werden. Wesentliches Bauelement des Sensors ist ein Linsensystem, das aus zwei Halbzylinderlinsen besteht. Aus dem normalen zweidimensionalen Bild eines Objekts formt das Linsensystem eine eindimensionale gestreckte und vertikal stark komprimierte Version, die als quasi-eindimensional oder anamorphotisch bezeichnet wird. Da das neue Bild sehr schmal ist, kann es auf eine Fotodiodenreihe, die z. B. aus 128 Dioden besteht, projiziert werden. Man erhält ein zur Helligkeit des Originalobjekts proportionales Videoausgangssignal. Eine Bewertungsschaltung digitalisiert das Signal und vergleicht es mit zuvor eingespeicherten Daten eines Bezugsbildes. Auf diese Weise läßt sich der Prozeß für die Werkstückerkennung in Industrierobotern realisieren. Zur Zeit kann mit einem solchen Sensor ein Bildfeld zwischen 2 mm × 2,8 mm bis 50 mm × 70 mm abgetastet werden. Dabei braucht sich das Objekt nicht mit einer konstanten Geschwindigkeit durch das Bildfeld zu bewegen. Der Sensor kann auch zum automatischen Auffinden von Fehlern, z. B. in Textilien, oder zur Zeichenerkennung eingesetzt werden.

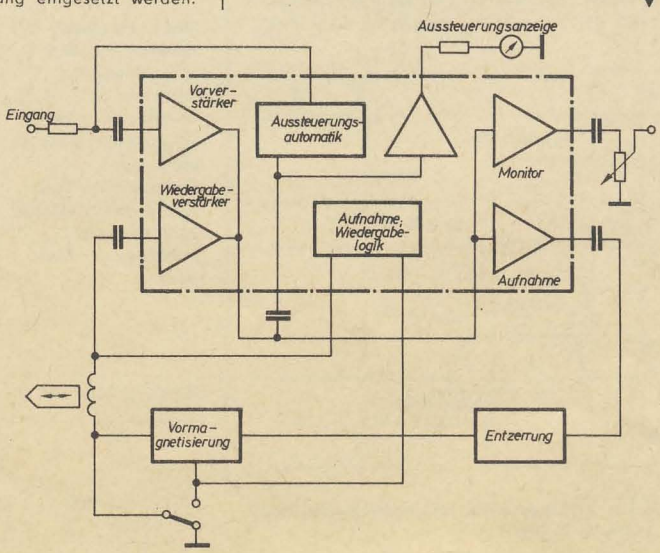
● Mit Transphasor (transference of optical phase thickness) werden neue optische Bauelemente bezeichnet, die ein bistabiles Verhalten aufweisen und damit zum Schalten und Speichern verwendet werden können. Sie bestehen aus InSb-Kristallplättchen von 5 mm Durchmesser und 500 µm Dicke, die mit Laserlicht arbeiten. Bei Steuerung eines kräftigen Strahles durch einen schwachen Strahl ergibt sich eine bis zu 10fache Signalverstärkung. Die Arbeitsgeschwindigkeit hängt nur von der Zeit ab, die Licht braucht, um im Interferometerspiegel hin- und herzulaufen. Das Arbeitsprinzip dieses optischen Bauelementes basiert darauf, daß sich die Wellenlänge des Lichts in Medien bei Änderung der Intensität ebenfalls ändert. Man benutzt dazu einen optischen Resonator, in dem das Licht vor Verlassen des Mediums zwischen den Wänden mehrmals hin- und herläuft. Bei Änderung der Wellenlänge mit der Intensität ergibt sich ein nichtlineares und damit bistabiles Verhalten. Arbeitet man mit Frequenzen in Resonenznähe, so wird fast kein Licht mehr reflektiert. Das Licht zirkuliert mit gesteigerter Intensität im Resonator. Bei Vergrößerung der Wellenlänge ändert sich der Brechungsindex des Mediums, so daß die Resonanzfrequenz sehr schnell angehoben wird. Durch die plötzlich erfolgte Änderung erhält man einen Schalter. Wegen des bestehenden Hystereseeffektes sind auch Speicher möglich.

● In einem neuen Einmoden-Halbleiterlaser arbeitet man mit getrennten Teilen für die Lichterzeugung und den Lichtaustritt. Durch diese Neuerung läßt sich eine hocheffektive Einmoden-Lichtemission erzielen, die für die optische Nachrichtenübertragung über Einmoden-Lichtleitfasern wesentlich ist. Der lichterzeugende Laserteil trägt breite Elektroden zur Energiezuführung. Bei der Herstellung dieses Lasers, der auch mit SWAN-Laser bezeichnet wird, kann auf die Planartechnologie zurückgegriffen werden.

● Ein Optokoppler mit interner Strom-Spannungs-Schwellwerterkennung bietet die Möglichkeit einer schwellwertabhängigen Übertragung. Weiterhin liefert er einen logikkompatiblen Ausgangspegel. Günstige nominelle Schwellwerte liegen bei 2,5 mA bzw. bei 3,8 V. Diese Parameter lassen sich durch externe Vorwiderstände variieren. Eine Hystereseschaltung verhindert unerwünschtes Umschalten bei elektrisch stark verrauschten Eingangssignalen. Auf der Ausgangsseite wird eine Darlington-Schaltung mit offenem Kollektor eingesetzt.

Elektronische Umschaltung für Kassettentonbandgeräte

Die Zuverlässigkeit von Kassettentonbandgeräten läßt sich verbessern, wenn die bei ihrem Betrieb notwendigen mechanischen Schalter durch eine oder mehrere integrierte Schaltungen ersetzt werden. Die Verwendung integrierter Schaltun- ▼



gen in Geräten der Unterhaltungselektronik verbessert dabei nicht nur die Zuverlässigkeit und die Leistungsfähigkeit, sondern verringert auch gleichzeitig die Kosten und das Volumen des Endproduktes. Unser Bild aus Funkschau 51 (1979) H. 26, S. 1513–1516, zeigt das Prinzip einer elektronischen Umschaltung zwischen Aufnahme und Wiedergabe, die mit Hilfe eines geeigneten integrierten Schaltungsaufbaus realisiert werden kann. Über eine Aufnahme-Wiedergabe-Logik wird kontaktlos eine Umschaltung zwischen Aufnahme- und Wiedergabebetrieb vorgenommen. Gleichzeitig enthält die integrierte Schaltung auch eine Aussteuerungsautomatik, die vorzugsweise für Sprachaufnahmen gedacht ist. Zur Verstärkung eines externen Tonsignales bei der Aufnahme bzw. der vom Tonkopf gelieferten Spannung bei der Wiedergabe dient ein rauscharmer Vorverstärker mit elektronisch umschaltbarer Eingangsstufe. Der Ausgang des Vorverstärkers steuert ein Meßinstrument, mit dem sich sowohl der Aufnahme- als auch der Wiedergabepegel anzeigen läßt. Zwei Ausgangsverstärker arbeiten als Aufsprechverstärker bei Aufnahme bzw. als Monitorverstärker bei Wiedergabe.

Bildaufnahme und -wiedergabe

● Ein neuer flacher Bildschirm beruht auf dem Prinzip der bekannten Elektronenstrahlröhre, wobei allerdings der Bildschirm in 40 einzelne senkrechte Streifen von je 2,5 cm Breite mit eigener Katode aufgeteilt ist. Die Katoden strahlen parallel zur Bildfläche. Die Elektronenstrahlen werden in Gruppen mit flachem Querschnitt über die Fläche der Systemrückseite geführt. Die Modulation erfolgt in herkömmlicher Weise über Elektroden, die eine Streifenform aufweisen und in gleicher Richtung wie die Strahlen verlaufen. Um 90° gedreht ist eine zweite Lage von Streifenelektroden (sogenannte Extraktionselektroden) vorhanden. Mit einem Lochgitter werden die Elektronen um 90° in Richtung Schirm umgelenkt. Ein weiterer Satz von Elektroden zwischen Lochgitter und Schattenmaske besorgt die Horizontalablenkung innerhalb der einzelnen Bildsegmente. Die neue Bildröhre soll eine optimale Linearität der Elektronenstrahlführung aufweisen. Allerdings ist der Aufwand für die Ansteuerung sehr groß, da der Bildinhalt elektronisch auf die 40 einzelnen Segmente aufgeteilt werden muß. Auch müssen alle Segmente exakt die gleiche Helligkeit aufweisen.

● Ein neuer Infrarot-Festkörpersensor gestattet den Aufbau leichter und einfacher Infrarotkameras und verwendet als Sensor Platinsilizid-Schottkybarrierdioden-Strukturen, bei denen auf eine weitere Signalverarbeitung verzichtet werden kann. Der besondere Vorteil des neuen Sensors ist die Gleichmäßigkeit des Sensorverhaltens, da alle Dioden den gleichen Strom für einen gleichen Lichteinfall abgeben. Ein derartiger Infrarot-Festkörpersensor kann mit CCD-Schaltungen verbunden werden.

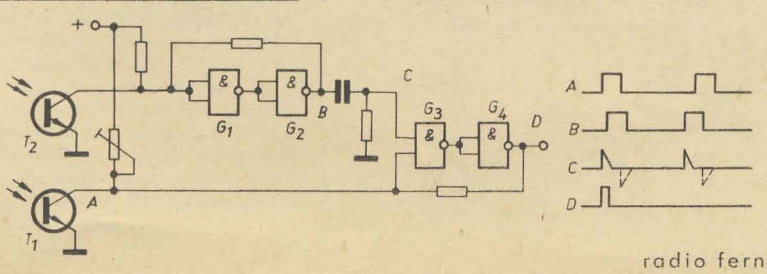
● Eine Verbesserung der Helligkeit elektrolumineszenter Anzeigen und Bildwiedergabeeinrichtungen ist mit einer neuen Technologie, der Atomschicht-Epitaxie, möglich. Dabei wird das Dünnfilmmaterial atomweise niedergeschlagen. Damit werden elektrolumineszente Dünnfilmmaterialien, die bisher nur eine geringe Helligkeit abgaben, erneut interessant, zumal sie sich auch billig herstellen lassen. Eine derartige neue Anzeige liefert z. B. 1 500 cd/m² bei einer Steuerspannung von $U_{eff} = 85$ V und $f = 10$ kHz. Bisher gefertigte Anzeigen nach dem gleichen Prinzip erreichten dagegen nur 500 cd/m² bei wesentlich höheren Steuerspannungen. Weiterhin ist auch die Durchbruchsspannung größer, da die Atomschichten geringere Fehlerstellen aufweisen. Eine solche elektrolumineszente Anzeige besteht aus einem Substrat, auf dem sich mit Mangan dotiertes Zinksulfid in einer bestimmten Dicke befindet. Bei der Herstellung wird zunächst auf das Substrat Zink aus der Dampfphase niedergeschlagen, dann folgt eine Behandlung mit Schwefeldampf. Auf diese Weise ergibt sich eine einschichtige Atomlage aus Zinksulfid. Durch eine spezielle Temperaturbehandlung wird dafür gesorgt, daß die Schicht nur eine Atomlage dick ist. Der Vorgang wiederholt sich so lange, bis die gewünschte Schichtdicke erreicht ist.

● Möglicherweise zu einem flachen Bildschirm führt die Verbesserung eines schon bekannten Grundprinzips, nämlich die Ansteuerung der Bildpunkte einer Flüssigkristallschicht durch Dünnschichttransistoren. Statt der Dünnschichttransistoren lassen sich besser IGFET-Elemente für die Steuerung der Bildpunkte (IGFET = insulated gate FET) verwenden, die mit amorphem Silizium herstellbar sind. Ausschußquote, Wärmefestigkeit und ökonomische Realisierbarkeit sind jedoch noch Probleme, die es bei der Herstellung eines flachen Bildschirmes zu lösen gilt. Die Flüssigkristallschicht wird mit Hilfe einer XY-Matrix angesteuert.

● Eine weitere Version zur Realisierung von Farbfernsehkameras mit Halbleiter-Bildsensoren geht auf das auch bei Farbbildaufnahmeröhren eingesetzte G(RIR)-Prinzip zurück. Es werden zwei Halbleiterbildsensoren verwendet, wobei der eine Sensor für den roten und für den blauen Farbauszug bestimmt ist, während das zweite Aufnahmeelement den Grünanteil liefert. Für den Rot-Blau-Halbleitersensor wird ein justierbares Streifenfilter eingesetzt. Etwa vorhandene Infrarotanteile werden durch ein entsprechendes Stoppfilter eliminiert. Bei der praktischen Realisierung können wahlweise CCD- oder CID-Halbleitersensoren eingesetzt werden.

Förderrichtungsabhängiger Zählimpulsgeber

Will man auf Förderbändern transportierte Objekte richtungsabhängig registrieren, dann ist ein Zählimpulsgeber erforderlich, der nur auf eine Bewegungsrichtung anspricht. Unser Bild aus elektronikindustrie 10 (1979) H. 9, S. 23, zeigt dazu eine Möglichkeit eines mit geringem Aufwand herzustellenden Gebers. Der Transportweg, auf dem die Objekte befördert werden, enthält Lichtschranken T_1 und T_2. Die Fototransistoren liefern für jedes vorbeilaufende Objekt zeitlich versetzte Impulse. Unterbricht ein Objekt zuerst den Lichtstrahl für T_1 und danach den für T_2, dann findet der differenzierte Impuls am Punkt C ein durch den Impuls A vorbereitetes Gatter G_3 vor, so daß am Ausgang (D) ein kurzer Registrierimpuls zur weiteren Auswertung zur Verfügung steht. Bei umgekehrter Reihenfolge der Eingangsimpulse tritt ebenfalls wieder ein differenzierter Impuls am Punkt C auf, doch ist das Gatter G_3 in diesem Fall nicht zur Weiterleitung vorbereitet. Damit wird der Eingangsimpuls unterdrückt. Für eine einwandfreie Funktion der Einrichtung ist ein entsprechender Abstand zwischen beiden Sensoren erforderlich.



Patente

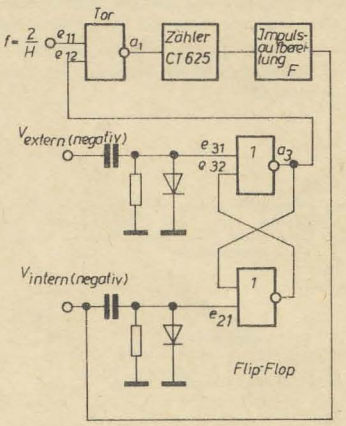
Herstellen der Koinzidenz von V-Impulsen

DD-WP 140 962

Int. Cl.³: H 04 N 5/04

Anmelder: VEB Studiotechnik Berlin

Die Herstellung der Koinzidenz der V-Impulse ist ein wesentlicher Faktor zur Synchronisierung von Fernseheinrichtungen untereinander und wird zum Zusammenschalten mehrerer in sich abgeschlossener, mit eigenem Taktgeber ausgerüsteter Fernsehanlagen benötigt.



Um den Aufwand zur schnellen Herstellung der Koinzidenz der V-Impulse nach erfolgter H-Synchronisation bei Fernseheinrichtungen mit eigenem Taktgeber, insbesondere der teilbildrichtigen Koinzidenz bei Fernseheinrichtungen mit Zeilensprung, zu reduzieren, wurde die Schaltungsanordnung geschaffen. Sie gestattet, auf Grund einer entsprechenden Steuerung von in den meisten Fernseheinrichtungen mit eigenem Taktgeber vorhandenen und in Fernseheinrichtungen mit Zeilensprung notwendig vorhandenen Bauelementen zum Phasenangleich der internen an die externen V-Impulse, sowohl die Anforderungen an die verwendbaren Bauelemente zu reduzieren als auch eine erheblich reduzierte Zusatzbeschaltung dieser Bauelemente zu ermöglichen.

Einem mit der doppelten Horizontalfrequenz entsprechenden Impulsen beaufschlagten, die phasenstarre Verkopplung der H- und V-Impulse herstellenden Zähler ist eine Schaltung zugeordnet, die die weitere Zufuhr der zu zählenden Impulse bei Vorliegen des internen V-Impulses unterbricht, bei Vorliegen des externen V-Impulses freigibt und bei gleichzeitigem Vorliegen beider V-Impulse aufrechterhält. Vorteilhaft ist der Zähler über ein Tor, das mit einem durch die V-Impulse entsprechend beeinflußten Flip-Flop gesteuert wird, mit den zu zählenden Impulsen beaufschlagt.

Datenübertragungssystem mit konstanter Fehlerrate

DD-WP 140 960

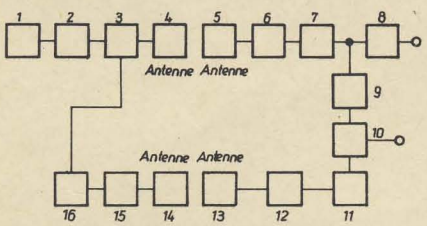
Int. Cl.³: H 04 B 7/185

Anmelder: Technische Universität Dresden

Die Erfindung betrifft ein Datenübertragungssystem, mit dem eine Datenübertragung mit konstanter Fehlerrate bei sich ändernden Kanaleigenschaften möglich wird. Die Erfindung

ist z. B. für kosmische Datenübertragungsstrecken geeignet.

Senderseitig sind einer auslesbaren Datenquelle 1 ein Modulator 2 und ein Sendeverstärker 3 nachgeschaltet. An den Sendeverstärker ist ein Rückkanal angeschaltet, der aus einem Empfangsverstärker 15 mit nachgeschaltetem Demodulator 16 besteht. Empfängerseitig ist einem Empfangsverstärker 6 ein Demodulator 7 nachgeschaltet, der mit einem Bitregenerator 8 verbunden ist. An den Ausgang des Demodulators wird eine Schaltung 9 zur Messung des Signal/Rauschverhältnisses angeschaltet, der eine mit einem Modulator verbundene Mischstelle 10 folgt. Aus der Quelle werden Datensymbole mit einer bestimmten Geschwindigkeit ausgelesen. Ein mit diesem Signal modulierter Träger gelangt über einen Sendeverstärker zur Antenne. Über eine zweite Antenne, einen Empfangsverstärker, Demodulator und Bitregenerator werden die Datensymbole wiedergewonnen. Dabei wird im Empfänger eine Messung des Signal-Rauschverhältnisses durchgeführt, der Vergleich mit einem Sollwert vorgenommen und diese Information mit Hilfe von Modulator, Sender und Antenne über einen Rückkanal als Regelgröße an den Sender übertragen. Die dem Datensender zugeführte Regelgröße wird dort zur Beeinflussung der Energie der Datensymbole durch Regelung der Sendeleistung benutzt.



Erzeugung einer stabilisierten Gleichspannung für Zeilenendstufen

DD-WP 130 301

Int. Cl.[3]: H 04 N 3/18

Anmelder: VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zum Erzeugen einer stabilisierten Gleichspannung für Zeilenendstufen in Fernsehempfängern, bei denen zur Stabilisierung der Gleichspannung ein Transistor in Reihe mit der Zeilenendstufe geschaltet ist und aus dem Zeilentransformator eine Rücklaufimpulsspannung ausgekoppelt und gleichgerichtet wird.

Der Längstransistor und die Regelverstärkertransistoren werden so geschaltet, daß bei Kurzschluß oder Leerlauf der Schaltungsanordnung die maximal zulässigen Kennwerte der Transistoren nicht überschritten werden. Das wird dadurch erreicht, daß eine in bekannter Weise aus dem Zeilentransformator ausgekoppelte und gleichgerichtete Rücklaufimpulsspannung als Versorgungsspannung an die Regelverstärkertransistoren und gleichzeitig als den Längstransistor leitend steuernde Vorspannung über einen Widerstand an die Basis desselben geschaltet ist. Außerdem sind die Emitter der Regelverstärkertransistoren über einen niederohmigen Widerstand mit dem Emitter des Längstransistors verbunden.

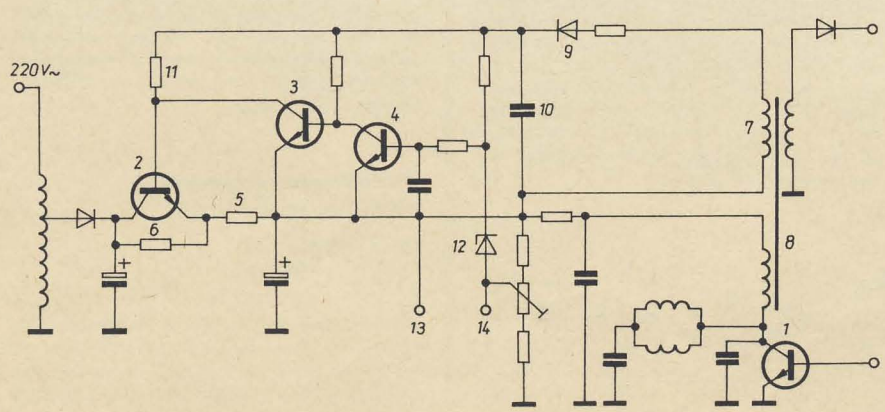
Die Erfindung soll anhand des Bildes näher erläutert werden.

Die Betriebsspannung des Zeilenendtransistors 1 wird durch den Längstransistor 2 stabilisiert, der durch den Regelverstärker mit den Regelverstärkertransistoren 3 und 4, deren Emitter über den niederohmigen Widerstand 5 an den Emitter des Längstransistors 2 geschaltet sind, geregelt wird. Parallel zum Längstransistor 2 liegt der ohmsche Widerstand 6, der das Anlaufen der Schaltung und die Verringerung der Leistungsbelastung des Längstransistors 2 bewirkt.

Mit der Spule 7 des Zeilentransformators 8 werden Rücklaufimpulse ausgekoppelt und mit der Diode 9 gleichgerichtet, so daß am Kondensator 10 eine Gleichspannung erzeugt wird. Diese dient als Betriebsspannung über den Widerstand 11 als leitend steuernde Vorspannung für die Basis des Längstransistors 2. Als Referenzelement wird die Z-Diode 12 verwendet.

Wird zum Beispiel die Gleichspannung am Meßpunkt 13 größer, so wird auch die Spannungsdifferenz gegenüber dem Meßpunkt 14 größer, d. h., die Basis des Regelverstärkertransistors 4 wird negativer, der Regelverstärkertransistor 4 damit weniger leitend, die Basis des Regelverstärkertransistors 3 positiver, der Regelverstärkertransistor 3 damit stärker leitend und die Basis des Längstransistors 2 negativer, damit der Längstransistor 2 weniger leitend, so daß die Gleichspannung im Meßpunkt 13 wieder kleiner wird.

Der Größtwert des durch den Längstransistor 2 fließenden Stromes ist im wesentlichen durch die Größe der Spannung über dem Kondensator 10, dividiert durch die Größe des niederohmigen Widerstandes 5, gegeben. Der besondere Vorteil der Schaltung besteht darin, daß als Längstransistor 2 auch ein Transistor mit sehr geringer Stromverstärkung eingesetzt werden kann.



Verfahren zum Erzeugen magnetisierter Bereiche

DD-AP 137 645

Int. Cl.[2]: H 04 N 9/28

Anmelder: RCA Corporation, USA

Die Erfindung betrifft die Erzeugung magnetischer Bereiche in Konvergenz- und Farbreinheit-Magnetsystemen für Fernsehbildröhren. Durch die Erfindung werden unerwünschte Strahlenverschiebungen durch Alterserscheinungen und das Auftreten der üblicherweise vorhandenen magnetischen Streufelder verhindert.

Erfindungsgemäß wird als erster Schritt ein geeignetes Magnetisierungsfeld erzeugt, das Zonen innerhalb des Magnetmaterials magnetisiert, die das den Elektronenstrahl bewegende Magnetfeld bilden. Als zweiter Schritt wird aus diesem Magnetfeld eine Komponente entfernt, die von relativ leicht entmagnetisierbaren Magnetzonen innerhalb der magnetischen Bereiche unterstützt wird. Hierdurch werden die magnetisierten Bereiche stabilisiert und wesentliche Änderungen der Werte des steuernden Magnetfeldes verhindert.

Transistorschalter mit Kurzschluß- und Überstromsicherung

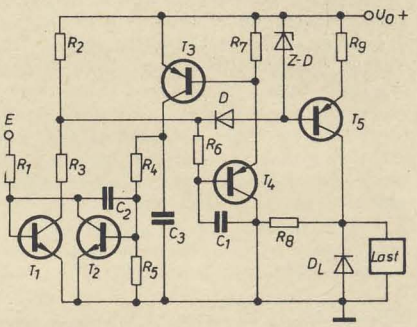
DD-WP 142 110

Int. Cl.[2]: H 02 H 7/20

Inhaber: W. Linke

Die Problematik des Schutzes von Transistor-Leistungsschaltstufen im Falle von Überlastung bzw. Kurzschluß tritt in der elektronischen Schaltungstechnik immer wieder auf und gewinnt mit dem zunehmenden Einsatz von Transistoren größerer Leistung an Bedeutung. Die im Bild gezeigte neuartige Lösungsvariante zeichnet sich insbesondere durch periodisches selbsttätiges Überprüfen der Möglichkeit des Wiedereinschaltens bis zur Beseitigung des Fehlerzustandes aus.

Im Ruhezustand befindet sich L-Potential am Eingang E der Schaltung. Alle Transistoren sind gesperrt. Der Kondensator C_1 lädt sich bei angeschlossener Last nahezu auf die Betriebsspannung auf; die Kondensatoren C_2 und C_3 tragen praktisch keine Ladung.



Wird H-Potential an den Eingang E der Anordnung geschaltet, so wird der Transistor T_1 leitend. Der Kollektorstrom von T_1 fließt zu einem wesentlichen Teil über die Diode D und die Z-Diode Z-D. An der Basis des als Stromquelle geschalteten Transistors T_5 entsteht eine feste Spannung, und in der Last fließt Strom. Gleichzeitig erhält der Transistor T_4 Basisstrom. Es hängt jetzt davon ab, welche Spannung sich an der Last befindet und ob der Transistor T_3 vom Emitterstrom von T_4 aufgesteuert wird. Der Miller-Kondensator C_1 verzögert diesen Vorgang. Ist die Last zu niederohmig bzw. herrscht am Ausgang ein Kurzschluß, lädt der Kollektorstrom von T_3 den Kondensator C_2 auf, was – nochmals infolge C_2 verzögert – schließlich zum Aufsteuern von T_2 und damit zum Abschalten von T_1 führt. Dadurch wird der Laststrom in T_5 unterbrochen. Die Verzögerung ermöglicht es, Einschaltstromspitzen entsprechend den Leistungsdaten des Transistors T_5 zu verarbeiten.

Bleibt am Ausgang ein Störungsfall über längere Zeit bestehen, kommt es durch den Wegfall des Basisstroms von T_4 (Sperre von T_1) zur Sperre von T_3. Die Ladungen auf C_2 und C_3 halten den Transistor T_2 nur für eine begrenzte Zeit im leitenden Zustand. Danach kommt es zur erneuten (probeweisen) Einschaltung des Laststromes. Besteht die Störung am Ausgang noch, wiederholt sich der beschriebene Zyklus.

Mit der erläuterten Anordnung wird die Schutzwirkung auch bei stark tolerierender Versorgungsspannung erreicht. Die Leistungsdaten des Transistors T_5 können weitgehend ausgeschöpft werden. Auch das Schalten komplexer bzw. nichtlinearer Lastwiderstände ist problemlos möglich. Alle diese Vorzüge und die Möglichkeit, durch einfache Modifikation der Schaltung (z. B. komplementären Aufbau) eine Anpassung an verschiedene Einsatzfälle zu realisieren, sichern dem vorgestellten Schaltungsprinzip eine breite Anwendung.

Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen vom 16. 9. bis 15. 10. 1980

Herausgegeben vom ASMW – Arbeitsgebiet Zeit- und Frequenznormale

Die Mitteilungen beziehen sich auf die gemäß TGL 31 542/03 in Übereinstimmung mit der Verordnung über die Festlegung der Normalzeit in der DDR vom 30. September 1977 (GBl. I, Nr. 31, S. 346) vom Staatlichen Etalon für Zeit und Frequenz gesteuerten Aussendungen von Zeitmarken und Zeitinformationen sowie auf Normalfrequenzaussendungen.

1. Normalzeit der DDR über Zeitzeichenaussendungen des Senders DGI 182 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| Normalzeit der DDR – Zeitzeichen DGI | $\leq$ 0,0001 s.

Bei den anderen DDR-Rundfunksendern beträgt diese Unsicherheit infolge der unterschiedlichen Laufzeiten zum Sender −0,0005 bis +0,005 s.

2. UTC(DDR) über Zeitzeichenaussendungen des Senders Y3S 4 525 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| UTC(DDR) – Zeitzeichen Y3S | $\leq$ 0,0001 s

Information über UT 1 − UTC = DUT 1 + dUT 1

Zeitraum	DUT 1	dUT 1
11. 9.–18. 9.	+0,1 s	−0,02 s
19. 9.–24. 9.	+0,1 s	−0,04 s
25. 9.–27. 9.	0,0 s	+0,06 s
28. 9.– 4. 10.	0,0 s	+0,04 s
5. 10.–10. 10.	0,0 s	+0,02 s
ab 11. 10.	0,0 s	0,00 s

3. Aussendung von Synchronimpulsen des Fernsehens der DDR

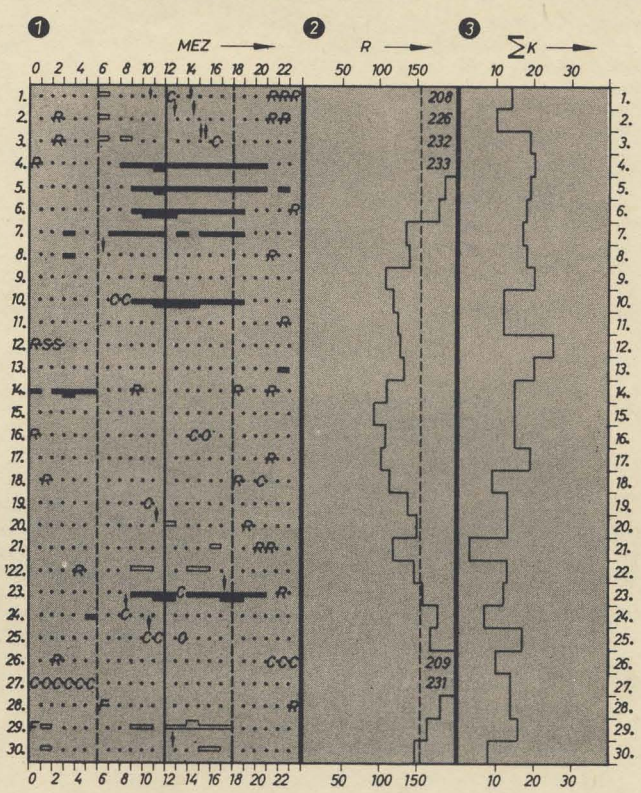
Datum	Aussendungszeit des 1. Bildimpulses nach $13^h\ 15^{min}\ 00^s$ UTC vom Fernsehturm Berlin (Kanal 5) $13^h\ 15^{min}\ 00^s$	mittl. Abweichung der Zeilenfrequenz zwischen $13^h\ 05^{min}$ und $13^h\ 15^{min}$ UTC $\Delta f/f$ in 10^{-10}
16. 9.	+0,002 385 1 s	−0,2
17. 9.	+0,002 381 4 s	0,0
18. 9.	+0,002 381 5 s	−0,1
19. 9.	+0,002 381 5 s	−0,1
20. 9.	+0,002 353 2 s	0,0
21. 9.	+0,002 353 3 s	−0,1
22. 9.	+0,001 705 0 s	+0,3
23. 9.	+0,001 705 1 s	0,0
24. 9.	+0,001 691 5 s	+0,1
25. 9.	+0,001 672 1 s	−0,2
26. 9.	+0,001 672 1 s	0,0
27. 9.	+0,001 675 7 s	−0,4
28. 9.	+0,001 675 6 s	+0,1
29. 9.	+0,001 672 0 s	0,0
30. 9.	+0,001 672 1 s	−0,2
1. 10.	+0,000 984 8 s	−0,4
2. 10.	+0,000 985 0 s	−0,1
3. 10.	+0,000 985 0 s	+0,1
4. 10.	+0,000 988 7 s	−[1])
5. 10.	+0,000 988 8 s	−[1])
6. 10.	+0,000 985 2 s	0,0
7. 10.	+0,000 944 3 s	+0,5
8. 10.	+0,000 940 8 s	0,0
9. 10.	+0,000 939 5 s	−0,1
10. 10.	+0,000 939 6 s	−0,2
11. 10.	+0,000 943 2 s	−[1])
12. 10.	+0,017 007 1 s	–
13. 10.	+0,012 892 8 s	+0,1
14. 10.	+0,012 892 7 s	+0,9
15. 10.	+0,007 553 7 s	nicht stabilisiert

[1]) Phasensprünge durch Programmumschaltung

KW-Ausbreitung

im September 1980 und Vorschau für Dezember 1980

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solar-terrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Akademie der Wissenschaften der DDR



KW-Ausbreitung im September 1980

❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh, Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

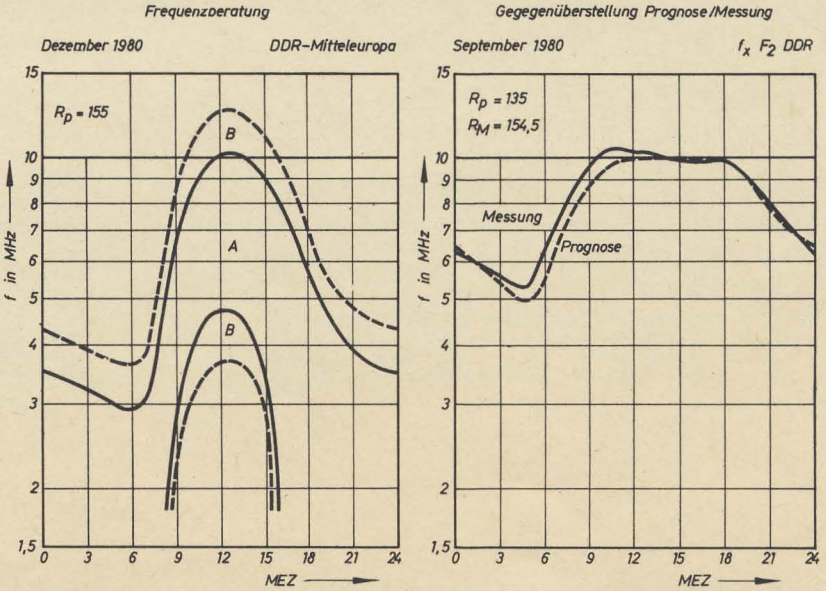
$\Delta f/f$
- □ · +41% und darüber
- □ · +31 ··· +40%
- ▭ · +21 ··· +30%
- – · +20 ··· −20%
- ▬ · −21 ··· −30%
- ■ · −31 ··· −40%
- ■ · −41% und weniger
- ↓ · Mögel-Dellinger-Effekt

Keine Messung wegen:
- A = Abdeckung durch sporadische E-Schicht
- C = Gerätestörung
- F = Streureflexionen (Spread F)
- G = zu geringer Ionisationsdichte der F_2-Schicht
- R = starker selektiver Dämpfung
- S = atmosphärischer Störungen

❷ gemessene tägliche Züricher Sonnenflecken-relativzahlen (R) und der Monatsmittel R_M (gestrichelt)

❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (ΣK) des Adolf-Schmidt-Observatoriums Niemegk des Zentralinstituts für Physik der Erde der AdW der DDR

Die Frequenzberatung wurde von der Deutschen Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Sektor L-F, 1199 Berlin-Adlershof, auf der Grundlage der Prognose des Monatsmittels der Sonnenfleckenrelativzahl R_i (herausgegeben von der Eidgenössischen Sternwarte in Zürich), berechnet



Vorschau für Dezember 1980

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 µV/m Entfernung: 0 ..600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Bauelemente und -gruppen
Applikationen

Anwendung der IS A 902 D in TTL-Schaltungen

Dipl.-Ing. Werner Reckziegel

Im Beitrag werden einige TTL-Applikationen des integrierten Schwellwertschalters A 902 D mit ausführlichen Dimensionierungsunterlagen und Einsatzempfehlungen vorgestellt, wie z. B. als universelles Eingangsinterface, Kabelempfänger, SI-1.2-Interface, Verzögerungsschaltung, einfache und nachtriggerbare Univibratoren, astabile Multivibratoren und Sonderschaltungen.

radio fernsehen elektronik 29 (1930) H. 12, S. 751

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Schaltung zur Erzeugung steiler Stromimpulse

Dipl.-Ing. Rudolf Gärtner

Dieser Beitrag beschreibt das Schaltungsprinzip eines Generators, der einzelne Stromimpulse mit Anstiegszeiten $< 0{,}5$ µs erzeugt. Die Höhe der Stromimpulse läßt sich mit einer Gleichspannung von maximal 10 V im Bereich 10...400 mA stetig einstellen, während deren Breite durch die zur Ansteuerung dienenden TTL-Impulse festgelegt wird. Dabei wird auf die Auswahl geeigneter Schalttransistoren mit niedriger Sättigungsspannung eingegangen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 12, S. 764

Bauelemente und -gruppen
Leiterplatten und Leitungen

Ersatzschaltungen für elektrisch kurze Leitungen

Dipl.-Ing. Günter Turinsky

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit der Möglichkeit, elektrisch kurze Leitungen durch diskrete Ersatzelemente zu approximieren, und beschreibt die wichtigsten mathematischen Zusammenhänge für verschiedene Belastungsfälle.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 12, S. 755

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Vierquadrantenmultiplizierer mit B 222

Dipl.-Ing. Gotthard Berger

Der Beitrag stellt einen analogen Multiplizierer vor, der mit den IS B 222 und A 109 bestückt ist. Es werden die Dimensionierung und Eigenschaften des Multiplizierers erläutert.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 12, S. 766

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltungen

Untersuchung des Eigenrauschens von Operationsverstärkern

Claus Kühnel

Zur Verwendung von Operationsverstärkern in empfindlichen Meßverstärkern ist das Wissen über ihr Eigenrauschen dringend erforderlich. Aus diesem Grunde beschäftigt sich dieser Beitrag mit den Rauschverhältnissen in Operationsverstärkern, wobei gleichzeitig die grundlegenden Beziehungen zur Bestimmung des Rauschens dargelegt werden.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 12, S. 758

Verstärkertechnik

Elektronische Funktionsgruppen
analog

NF-Gegentaktendstufen und ihr Emitterwiderstand

Dipl.-Ing. Gert Skribanowitz

In diesem Beitrag werden die wichtigsten Arten der Arbeitspunkteinstellung bei Gegentaktendstufen sowie die Berechnung des für eine hohe Temperaturstabilität erforderlichen Emitterwiderstandes beschrieben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 12, S. 767

Zuverlässigkeit

Bauelemente und -gruppen
Halbleiter

Thermische Kennwerte von Transistoren

Dipl.-Ing. Rainer Zimmermann

Das thermische Verhalten von Transistoren hat einen wesentlichen Einfluß auf die Eigenschaften und die Lebensdauer dieser Bauelemente. In diesem Beitrag werden die vom Hersteller angegebenen Größen diskutiert und Hinweise für ihre meßtechnische Erfassung gegeben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 11, S. 692; H. 12, S. 759

Grundlagen und prinzipielle Verfahren
Signale/Systeme

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Fotoelektrische Schalter

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit den Betriebsarten fotoelektrischer Schalter und stellt ein neues Funktionsprinzip, das auf der definierten Reflexion beruht, vor.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 12, S. 769

Auslandstechnik — **Ausstellungs- und Messeberichte**

Leipziger Herbstmesse 1980

Der Bericht stellt die erstmals in Leipzig gezeigten Fernseh-, Rundfunk- und elektroakustischen Geräte, Antennen und sonstigen Konsumgüter vor.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 12, S. 791

Elektronische Funktionsgruppen
digital

Digital ansteuerbarer Thyristorsteller mit geringer Störstrahlung

Dr.-Ing. Burkard Fromm und Dipl.-Ing. Peter Zorn

Es wird eine Thyristoransteuerungsschaltung vorgestellt, die gegenüber dem Phasenanschnittprinzip mit weniger Aufwand realisiert werden kann und die sich durch geringere Oberwellenanteile des Stromes und verminderte Verlustleistung der Thyristoren auszeichnet.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 12, S. 807

Fernsehtechnik
Wiedergabe

Farbfernsehempfänger Colortron und Colorett

Dipl.-Ing. Karl-Heinz Kürbis und Dipl.-Ing. Rüdiger Behrens

Die neuen Farbfernsehempfänger mit In-line-Farbbildröhre aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt werden ausführlich beschrieben, wobei insbesondere servicetechnische Belange berücksichtigt wurden. Der Beitrag enthält den Gesamtstromlaufplan dieses Gerätetyps.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 12, S. 795

Auslandstechnik — **Technologie**
Herstellungstechnologie — **Bauelemente und -gruppen**
Integrierte Schaltungen

Zu einigen Tendenzen mikroelektronischer Bauelemente

Unter dem Aspekt der sich ständig weiterentwickelnden Technologien werden einige sich international abzeichnende Tendenzen bei mikroelektronischen Bauelementen aufgezeigt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 12, S. 808

Elektronische Meßtechnik
analog — **Reparaturpraxis und Service**

Zweikanaloszilloskop EO 213

Ing. Rainer Pfahl, Siegfried Barth und Eberhard Zenker

Mit dem beschriebenen Gerät können elektrische Spannungsverläufe im Frequenzbereich von 0...12 MHz abgebildet und deren charakteristische Größen gemessen werden. Es eignet sich damit besonders für den Service an Stereotonband-, Stereorundfunk- und Farbfernsehgeräten. Beim Fernsehservice ermöglicht ein zuschaltbares Integrationsglied eine stabile Abbildung von BAS-Signalen. Im X-Y-Betrieb können Frequenzvergleiche durchgeführt werden.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 12, S. 798

Kritische Bemerkungen — **Sonstige elektronische Konsumgüter**

Wir lernten kennen:

Herrenarmbanduhr Kaliber 22

Die Digitalarmbanduhr aus dem VEB Uhrenwerke Ruhla wird in Bezug auf ihren erweiterten Einsatzbereich und ihre Ganggenauigkeit beurteilt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 12, S. 809

Mikrorechentechnik
Peripheriegeräte — **Datentechnik**
Dateneingabe, -ausgabe
digital

Steuereinheit für die Darstellung von Prozeßdaten auf dem Sichtgerät ANA

Dr.-Ing. Hans Steinhagen

Es werden Schaltungsprinzipien für eine Steuereinheit zur Darstellung von beliebigen Prozeßdaten auf dem Sichtgerät ANA gegenübergestellt und für eine spezielle Anwendung die zweckmäßige Variante näher erläutert. Für die wesentlichen Baugruppen dieser Steuereinheit wie Adressenzähler, Interfacesteuerung und Taktgenerator werden Schaltungsvorschläge in TTL-Technik dargestellt, die auch für beliebige andere Einsatzfälle Anwendung finden können.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 12, S. 803

KONDENSATOR-MIKROFONE

- Studio-Mikrofone SMS 70 u.a.
- Drahtlose Studio-Übertragungsanlagen
- Meßmikrofone 20 Hz · · · 100 kHz

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an

RFT · VEB MIKROFONTECHNIK GEFELL

DDR · 6552 Gefell · Telefon 262 · Telex 58-88 43
Exporteur: ELEKTROTECHNIK EXPORT-IMPORT
Volkseigener Außenhandelsbetrieb der DDR
DDR · 102 Berlin, Alexanderplatz · Haus der Elektroindustrie

Literatur über Rechentechnik und Datenverarbeitung

Paulin

Grundlagen der Programmiertechnik

Handbuch und Nachschlagewerk der Programmier- und Rechentechnik. 340 Seiten, 30,– M. Bestell-Nr. 552 005 0

Schiller

Programmiersprache PL/1

Eine Einführung in die Programmierung moderner Datenverarbeitungsanlagen. 2., unveränderte Auflage. 268 Seiten, 17,– M. Bestell-Nr. 551 909 2

Kussl

Technik der Prozeßdatenverarbeitung

212 Seiten, 19,50 M. Bestell-Nr. 552 213 6. Lizenzausgabe des C. Hanser Verlag, München.

Schwarz/Meyer/Eckhardt

Mikrorechner

Wirkungsweise, Programmierung, Applikation. Etwa 350 Seiten, 32,– M. Bestell-Nr. 552 740 4. Erscheint in diesen Tagen.

Bürger

TECHNIK-WÖRTERBUCH Informationsverarbeitung

Englisch–Deutsch-Französisch–Russisch
Mit etwa 14 000 Fachbegriffen. 2., durchgesehene Auflage. 464 Seiten, 48,– M, Ausland 70,– M. Bestell-Nr. 552 498 3

Bürger

TECHNIK-WÖRTERBUCH Datenerfassung · Programmierung

Englisch–Deutsch–Französisch–Russisch
Mit etwa 11 000 Fachbegriffen. 3., unveränderte Auflage. 388 Seiten, 38,– M, Ausland 48,– M. Bestell-Nr. 552 381 7. Erscheint in Kürze.

Paulin/Vogel

Einführung in das Technische Englisch – Rechentechnik und Datenverarbeitung

242 Seiten, 7,– M. Bestell-Nr. 551 795 1

In der Reihe Automatisierungstechnik (jeder Band etwa 80 Seiten, 4,80 M, Ausland 6,40 M):

Band 149 Grützner/Priem

PL/1 Blöcke – Strukturen – Prozeduren

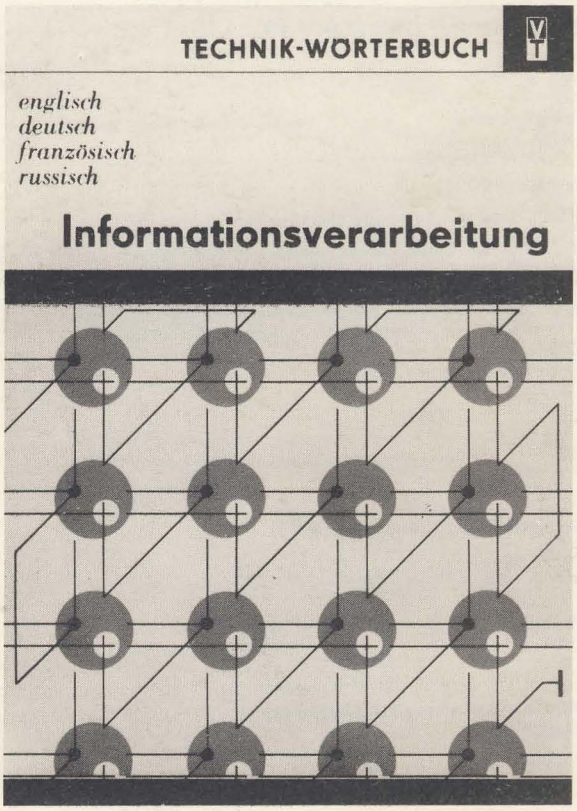
Bestell-Nr. 552 080 0

Band 141 Kern/Ober/Schumann

ESER-Programmierung im Betriebssystem DOS/ES – Ein- und Ausgabetechnik, Arbeit mit Magnetplattenspeichern

Bestell-Nr. 552 071 2

Auslieferung durch den Buchhandel



VEB VERLAG TECHNIK BERLIN